

【19】中華民國

【12】專利公報 (B)

【11】證書號數： I230530

【45】公告日： 中華民國 94 (2005) 年 04 月 01 日

【51】Int. Cl.⁷： H04L27/38

發明

全 17 頁

【54】名稱： 於正交接收器中提供寬帶大小及相位不平衡校正與補償功能的系統與方法

SYSTEMS AND METHODS TO PROVIDE WIDEBAND MAGNITUDE
AND PHASE IMBALANCE CALIBRATION AND COMPENSATION
IN QUADRATURE RECEIVERS

【21】申請案號： 092112065

【22】申請日期： 中華民國 92 (2003) 年 05 月 02 日

【11】公開編號： 200308159

【43】公開日期： 中華民國 92 (2003) 年 12 月 16 日

【30】優先權： 2002/05/03

美國 10/139,138

【72】發明人：

保羅 J. 休士泰德

HUSTED, PAUL J.

【71】申請人：

阿瑟羅斯通訊公司
美國

ATHEROS COMMUNICATIONS, INC.

【74】代理人： 權軼群 先生

陳文郎 先生

1

2

【57】申請專利範圍：

1. 一種校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其包括以下步驟：
從同相與正交數位信號產生第一修正因子，此信號是從所接收之信號導出，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；以及
使用至少一些第一修正因子，補償一或多個頻率無關大小不平衡，以

及頻率無關相位不平衡。
2. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中，所接收之信號包括所接收之經調變信號。
5. 3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中，實施對於大小與相位不平衡之校準與補償且並未使用特殊設計 I/Q 校準信號，而是藉由檢驗承載資料之規律接收之信號。
10. 4. 如申請專利範圍第 1 項之方法，更包

括：

在產生第一修正因子之步驟之前，在各同相與正交類比信號上，沿著同相與正交信號路徑，實施類比至數位轉換，以形成同相與正交數位信號，此同相與正交類比信號是由所接收的信號導出。

5.如申請專利範圍第4項之方法，其中，此所接收之信號包括有無線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

6.如申請專利範圍第4項之方法，其中，此所接收之信號包括在有線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

7.如申請專利範圍第4項之方法，更包括：

在產生步驟之前，同時沿著同相信號路徑設計類比同相測試信號，以及沿著正交信號路徑設計類比正交測試信號，將各同相與正交測試信號設計成大約彼此同相。

8.如申請專利範圍第7項之方法，其中此同時設計步驟包括：

將來自在同相與正交混頻器之局部振盪器之局部振盪信號切換，以致於當提供給各同相與正交混頻器以同時設計各類比同相與正交測試信號時，此等局部振盪器信號具有大約相同的相位。

9.如申請專利範圍第7項之方法，更包括在實施步驟之前：

將各類比同相與正交測試信號，轉換成各數位同相與正交測試信號。

10.如申請專利範圍第9項之方法，更包括在產生步驟之前：

對於各數位同相與正交測試信號，將數位測試信號分解成一或多個各別成份數位測試信號，其對應於此等數位同相與正交測試信號組成時

之一或多個各別頻率。

11.如申請專利範圍第10項之方法，更包括在產生步驟之前：

從一或多個各別成份數位測試信號決定第二修正因子，以致於第二修正因子對應於一或多個各別頻率。

12.如申請專利範圍第11項之方法，其中，此產生與決定步驟取決於對於所有頻率之同相與正交數位信號，與在一或多個頻率(在此頻率數位同相與正交測試信號組合)之數位同相與正交測試信號之間之、信號功率測量以及統計關係之估計。

13.如申請專利範圍第11項之方法，更包括：

使用至少一些第二修正因子，修正頻率有關大小不平衡與頻率有關相位不平衡。

14.如申請專利範圍第13項之方法，其中，此修正步驟在產生步驟之前實施。

15.如申請專利範圍第13項之方法，其中，此修正步驟與產生步驟至少部分地同時實施。

16.如申請專利範圍第13項之方法，其中，此修正步驟使用時間領域補償濾波器，其使用至少一些第二修正因子而設計。

17.如申請專利範圍第13項之方法，其中，修正步驟使用根據第二修正因子之頻率領域補償。

18.一種校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其包括以下步驟：

從同相與正交數位信號產生第一修正因子，此信號是從所接收之信號導出，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；以及

40. 使用至少一些第一修正因子，補償

一或多個頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

19.如申請專利範圍第18項之方法，其中，所接收之信號包括所接收之經調變信號。

20.如申請專利範圍第18項之方法，其中，實施對於大小與相位不平衡之校準與補償，且並未使用特殊設計I/Q校準信號，而是藉由檢驗承載資料之規律之接收信號。

21.如申請專利範圍第18項之方法，更包括在產生步驟之前：在各同相與正交類比信號上，沿著同相與正交信號路徑，實施類比至數位轉換，以形成同相與正交數位信號，此同相與正交類比信號是由所接收之信號導出。

22.如申請專利範圍第21項之方法，其中，此所接收之信號包括在無線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

23.如申請專利範圍第21項之方法，其中，此所接收之信號包括在有線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

24.一種校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其包括以下步驟：
從同相與正交數位信號產生第二修正因子，此信號是從所接收之信號導出，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；此第一修正因子是在最初校準期間之後產生，在其期間將同相與正交信號設計成具有大致相同之相位；以及
使用第一與第二修正因子，補償一或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

25.如申請專利範圍第24項之方法，其中，此所接收之信號包括所接收之經調變信號。

26.如申請專利範圍第24項之方法，其中，此產生步驟更包括：此第二修正因子至少部份根據第一修正因子。

10.27.如申請專利範圍第24項之方法，其中，此第一修正因子測量由於正交接收器之不同的同相與正交信號路徑所產生之頻率有關相位與大小不平衡。

15.28.如申請專利範圍第24項之方法，其中，此第二修正因子測量由於正交接收器之不同的同相與正交信號路徑所產生之頻率無關大小不平衡。

20.29.如申請專利範圍第24項之方法，其中，此第二修正因子測量由於數位同相與正交測試信號中相關性所產生之頻率無關相位不平衡。

25.30.一種校準在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其包括以下步驟：
在信號之整個頻率範圍以及在構成同相與正交數位信號有關之一或多個各別頻率上，實施同相與正交數位信號之統計校準，此信號是由所接收之信號導出，此所接收信號是所接收僅用於校準目的之信號以外的信號；以及
根據此統計校準產生相位與大小不平衡修正因子。

30.31.如申請專利範圍第30項之方法，其中，此所接收信號包括所接收經調變信號。

35.32.如申請專利範圍第30項之方法，更包括以下步驟：
使用相位與大小不平衡修正因子，補償一或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有

關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

33.如申請專利範圍第30項之方法，其中，實施統計校準步驟更包括：比較此同相與正交數位信號彼此之各信號功率。

34.如申請專利範圍第30項之方法，其中，實施統計校準步驟更包括：決定此等同相與正交數位信號彼此相關之角度度數。

35.如申請專利範圍第30項之方法，其中，實施統計校準步驟是對第一信號樣本實施。

36.如申請專利範圍第30項之方法，其中，持續實施統計校準步驟，使用相位與大小不平衡修正因子，提供持續進行反覆與調整補償，用於頻率無關與有關之大小與相位不平衡。

37.一種能夠校準與補償大小與相位不平衡之正交接收器，其包括：
產生裝置，其用於由同相與正交數位信號產生第一修正因子，此信號是由所接收信號導出，此所接收信號為所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；以及
補償裝置，使用至少一些第一修正因子，以補償一或多個大小不平衡與相位不平衡。

38.如申請專利範圍第37項之正交接收器，其中，所接收之信號包括所接收經調變信號。

39.如申請專利範圍第37項之正交接收器，其中，該補償裝置未使用特殊設計之I/Q校準信號，而是藉由檢驗承載資料之規律接收之信號以進行補償。

40.如申請專利範圍第37項之正交接收器，更包括：
類比至數位轉換實施裝置，用於沿著各同相與正交信號路徑，在各同相與正交類比信號上，實施類比至數位轉換以形成同相與正交數位信號，此同相與正交類比信號是由所接收信號導出。

41.如申請專利範圍第40項之正交接收器，其中，此所接收之信號包括在無線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

42.如申請專利範圍第40項之正交接收器，其中，此所接收之信號包括在有線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

43.如申請專利範圍第40項之正交接收器，其中，大小不平衡是頻率無關大小不平衡，且相位不平衡是頻率無關相位不平衡。

44.如申請專利範圍第43項之正交接收器，更包括：
同時設計裝置，用於沿著同相信號路徑設計類比同相測試信號，同時沿著正交信號路徑設計類比正交測試信號，將此各同相與正交測試信號設計成大致彼此同相。

45.如申請專利範圍第44項之正交接收器，其中，該同時設計裝置包括：
切換裝置，用於切換來自同相與正交混頻器之局部振盪器之局部振盪器信號，以致於當提供給各同相與正交混頻器以同時各別設計類比同相與正交測試信號時，此局部振盪器信號具有大致相同的相位。

46.如申請專利範圍第44項之正交接收器，其中在該類比至數位轉換實施裝置之前更包括：
轉換裝置，用於將各類比同相與正交測試信號轉換成各數位同相與正交測試信號。

47.如申請專利範圍第46項之正交接收器，更包括：

對於各數位同相與正交測試信號之分解裝置，用於將數位測試信號分解成一或多個各別成份數位測試信號，其對應於此數位同相與正交測試信號組合成時之一或多個各別頻率。

48.如申請專利範圍第47項之正交接收器，其中在該產生裝置之前更包括：

決定裝置，用於從一或多個各別成份數位測試信號決定第二修正因子，以致於此第二修正因子對應於一或多個各別頻率。

49.如申請專利範圍第48項之正交接收器，其中，該產生裝置與該決定裝置是取決於在以下之間之信號功率測量以及其關係之統計估計：用於所有頻率之同相與正交數位信號，以及此數位同相與正交測試信號組合而成時之各一或多個頻率之數位同相與正交測試信號之間。

50.如申請專利範圍第48項之正交接收器，更包括：

修正裝置，使用至少一些第二修正因子，用於修正頻率有關大小不平衡，與頻率有關相位不平衡。

51.如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，在該產生裝置前實施該修正裝置之修正。

52.如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，該修正裝置與該產生修正裝置至少部份同時實施。

53.如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，該修正裝置是使用時域補償濾波器，其使用至少一些第二修正因子而設計。

54.如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，該修正裝置使用根據第二修正因子之頻域補償。

55.一種能夠校準與補償大小與相位不

平衡之正交接收器，其包括：

產生裝置，用於從同相與正交數位信號產生第一與第二修正因子，此等信號由所接收的信號導出，此所接收之信號是接收僅用於校準目的之信號以外之信號，此第一修正因子是在最初校準期間之後產生，在此期間將同相與正交數位信號設計成具有大致相同之相位；以及

補償裝置，使用第一與第二修正因子補償一或多個：頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

56.如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此所接收的信號包括所接收之調變信號。

57.如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，該產生裝置更包括植基裝置，用於使第二修正因子至少部份根據第一修正因子。

58.如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此第一修正因子測量由於正交接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率有關相位與大小不平衡。

59.如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此第二修正因子測量由於正交接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率無關大小不平衡。

60.如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此第二修正因子測量由於數位同相與正交測試信號之關聯性所產生之頻率無關相位不平衡。

61.一種能夠校準與補償大小與相位不平衡之正交接收器，其包括：

統計校準實施裝置，用於對在信號之整個頻率範圍以及同相與正交數位信號組合而成時之一或多個有關

之各別頻率之同相與正交數位信號實施統計校準，此信號是由所接收之信號導出，此所接收之信號為接收只用於校準目的信號以外之信號；以及產生裝置，用於根據統計校準產生相位與大小不平衡修正因子。

62.如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，所接收之信號包括所接收之調變信號。

63.如申請專利範圍第61項之正交接收器，更包括：補償裝置，使用相位與大小不平衡修正因子，用於補償一或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

64.如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，該統計校準實施裝置更包括比較裝置，用於比較同相與正交數位信號彼此之各信號功率。

65.如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，該統計校準實施裝置更包括決定裝置，用於決定同相與正交數位信號彼此相關之角度。

66.如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，該統計校準實施裝置針對一初始數量之信號樣本實施。

67.如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，該統計校準實施裝置，使用相位與大小不平衡修正因子持續實施，以提供持續進行反覆且調整之補償，用於頻率無關與有關大小與相位不平衡。

68.一種電腦可讀取媒體，具有儲存於其上之指令用於校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡，該等指令由處理器執行時實施以下步驟：
由同相與正交數位信號產生第一修

正因子，此信號由所接收之信號所產生，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的信號以外之信號；以及

5. 使用至少一些第一校準因子，補償一或多個大小不平衡與相位不平衡。

69.如申請專利範圍第68項之電腦可讀取媒體，其中，此所接收之信號包括所接收之調變信號。

70.如申請專利範圍第68項之電腦可讀取媒體，其中，實施補償步驟且並未使用特殊設計之I/Q校準信號，而是藉由檢驗承載資料之規律接收信號。

71.如申請專利範圍第68項之電腦可讀取媒體，更包括在產生步驟之前：沿著各同相與正交信號路徑，在各同相與正交類比信號上實施類比至數位轉換，以形成同相與正交數位信號，此等同相與正交類比信號是由所接收之信號導出。

72.如申請專利範圍第71項之電腦可讀取媒體，其中，大小不平衡與相位不平衡是與頻率無關。

73.如申請專利範圍第72項之電腦可讀取媒體，更包括在實施產生步驟之前：沿著同相信號路徑設計類比同相測試信號，且同時沿著正交信號路徑設計類比正交測試信號，將各同相與正交測試信號設計成彼此大致同相。

74.如申請專利範圍第73項之電腦可讀取媒體，更包括在進行實施步驟之前：將各類比同相與正交測試信號，轉換成各數位同相與正交測試信號。

75.如申請專利範圍第74項之電腦可讀取媒體，更包括在實施產生步驟之

前：

對於各數位同相與正交測試信號，將數位測試信號分解成一或多個各別成份數位測試信號，其對應於組合而成此數位同相與正交測試信號時之一或多個各別頻率。

76.如申請專利範圍第75項之電腦可讀取媒體，更包括在實施產生步驟之前：

由一或多個各別成份數位測試信號決定第二修正因子，以致於第二修正因子對應於一或多個各別頻率。

77.如申請專利範圍第76項之電腦可讀取媒體，更包括使用至少一些第二修正因子，修正頻率有關大小不平衡與頻率有關相位不平衡。

78.一種電腦可讀取媒體，具有儲存於其上之指令用於校準與補償在正接收器中之大小與相位不平衡，該等指令由處理器執行時實施以下步驟：

由同相與正交數位信號產生第一與第二修正因子，此信號是由所接收信號導出，此所接收信號是接收僅用於校準目的信號以外之信號，此第一修正因子是在最初校準期間之後產生，在此期間，將同相與正交數位信號設計成具有大致相同的相位；以及

使用第一與第二修正因子，補償一或多個：頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

79.如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，此接收信號包括所接收之調變信號。

80.如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，此產生步驟更包括：將第二修正因子至少部份根據

第一修正因子。

81.如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，第一修正因子測量由於正接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率有關相位與大小不平衡。

5. 82.如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，第二修正因子測量由於正接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率無關大小不平衡。

10. 83.如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，第二修正因子測量由於數位同相與正交測試信號中之相關性所產生之頻率無關相位不平衡。

15. 84.一種電腦可讀取媒體，具有儲存於其上之指令用於校準與補償在正接收器中之大小與相位不平衡，其包括：

20. 統計校準實施裝置，用於對在信號之整個頻率範圍以及同相與正交數位信號組合而成時之一或多個有關之各別頻率之同相與正交數位信號實施統計校準，此信號是由所接收之信號導出，此所接收之信號為接收只用校準目的之信號以外之信號；以及

25. 產生裝置，用於根據統計校準產生相位與大小不平衡修正因子。

30. 85.如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，所接收之信號包括所接收調變信號。

35. 86.如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，更包括：

40. 補償裝置，使用相位與大小不平衡修正因子，補償一或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

87.如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，該統計校準實施裝置更包括比較裝置，用於比較同相與正交數位信號彼此之信號功率。

88.如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，該統計校準實施裝置更包括決定裝置，用於決定同相與正交數位信號彼此之間的角度。

89.如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，該統計校準實施裝置，是對一初始數量之信號樣本實施。

90.如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，該統計校準實施裝置使用相位與大小不平衡因子持續實施，以提供持續進行之重覆且調整補償，用於頻率無關與有關大小與相位不平衡。

圖式簡單說明：

第1圖為方塊圖其說明根據習知

技術之典範正交接收器；

第2圖為根據本發明實施例之通信系統；

第3圖為方塊圖，說明包括典型I/Q

5. Q不平衡校準塊之根據本發明觀點之典型正交接收器；

第4圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第一典型實施例；

第5圖為方塊圖，說明典型之處理以計算根據第4圖實施例之修正因子；

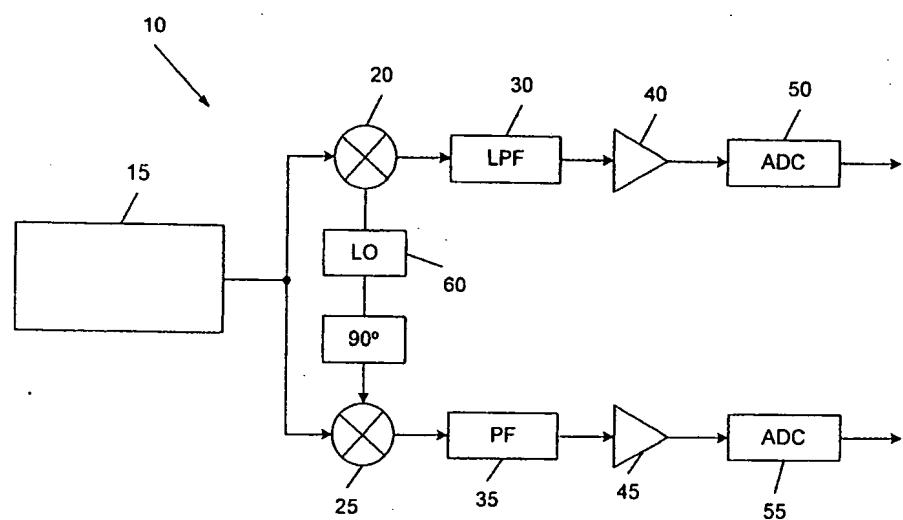
第6圖為方塊圖，說明第4圖實施例之一部份之另一典型實施方式；

第7圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第二典型實施方式；

第8圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第三典型實施方式；

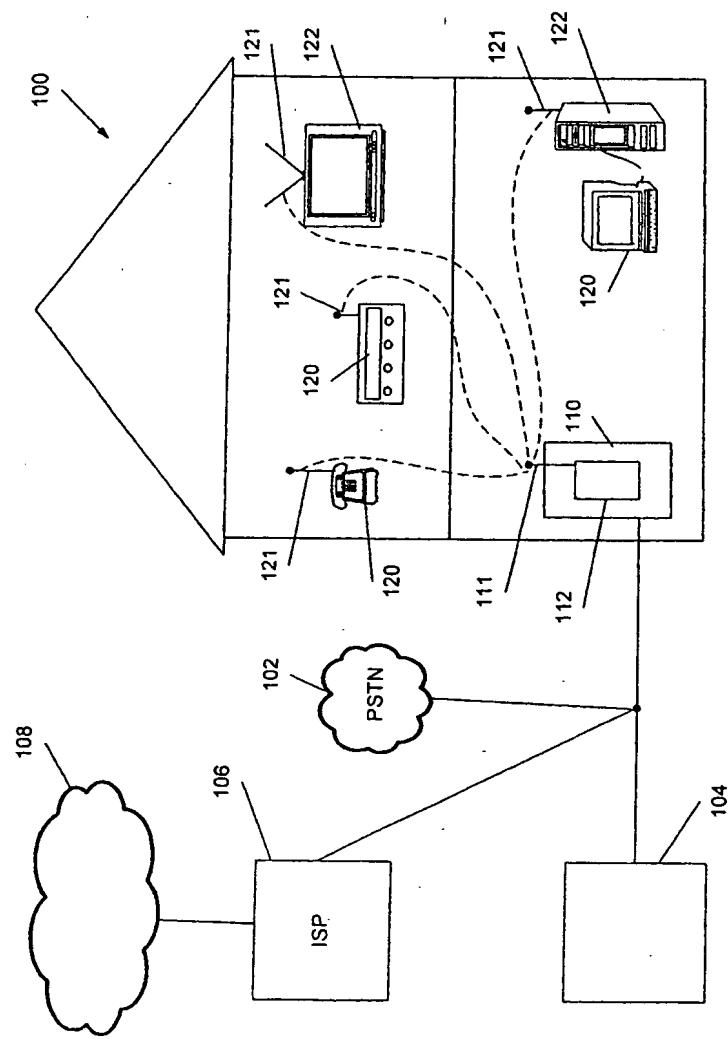
第9圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第四典型實施例。

(9)



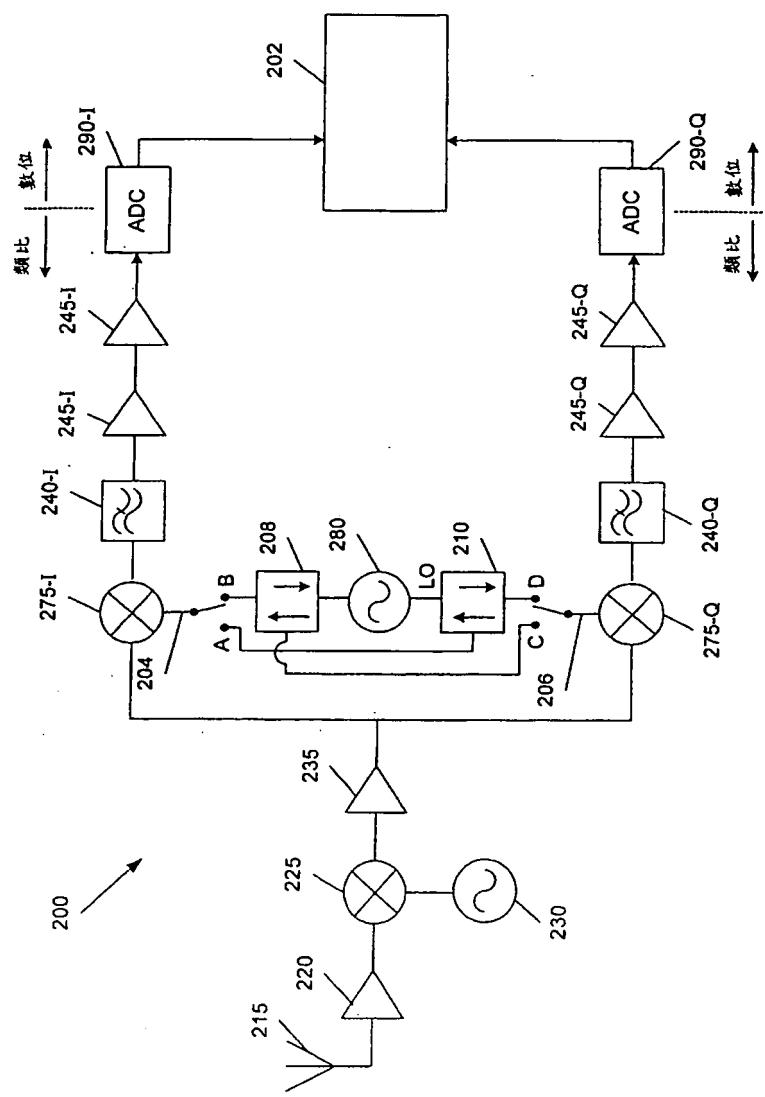
第1圖

(10)



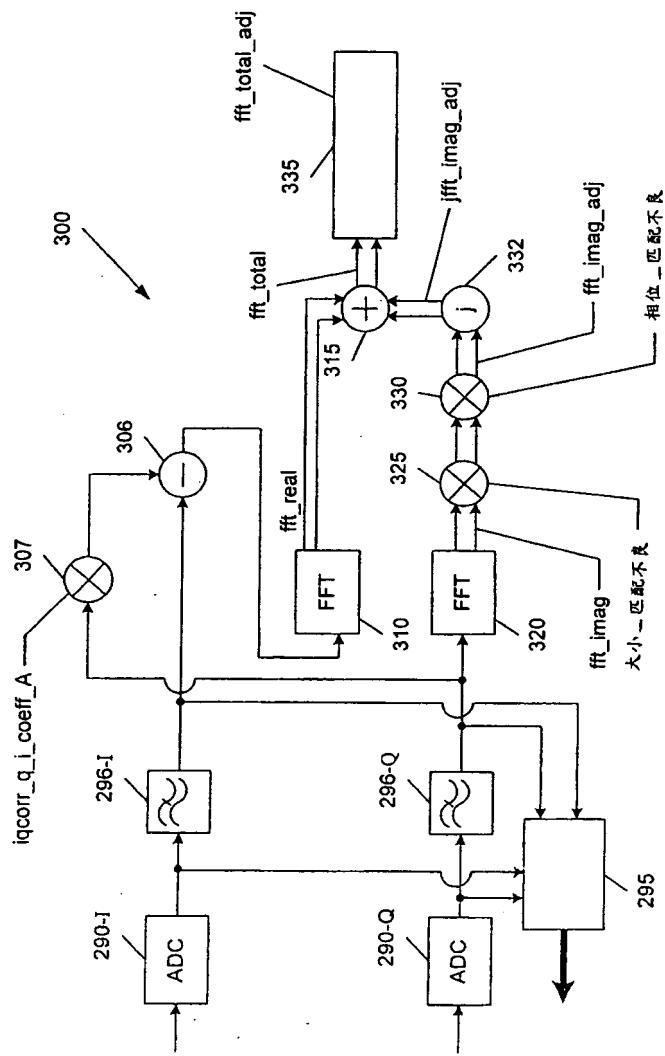
第2圖

(11)



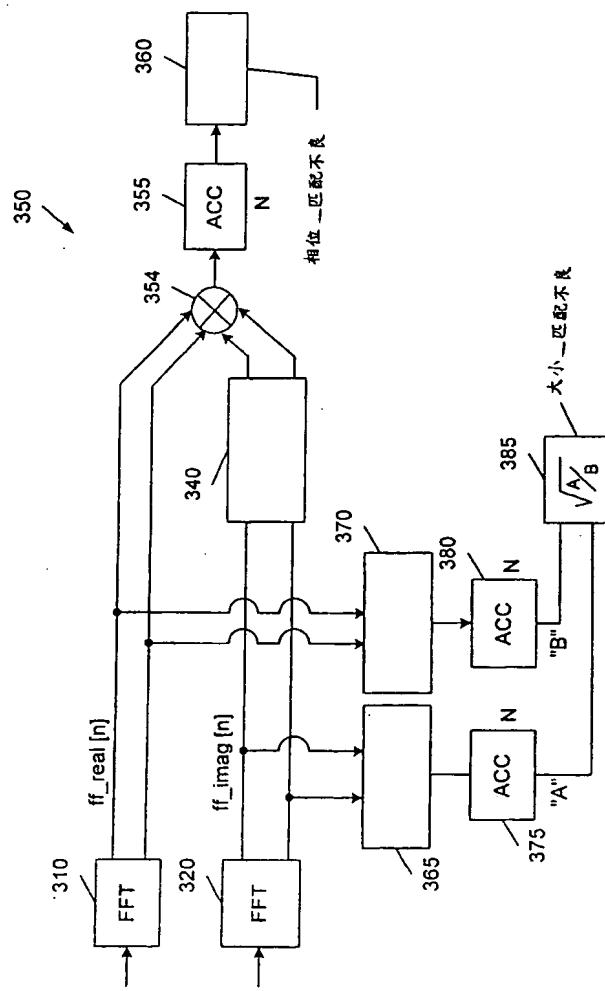
第3圖

(12)



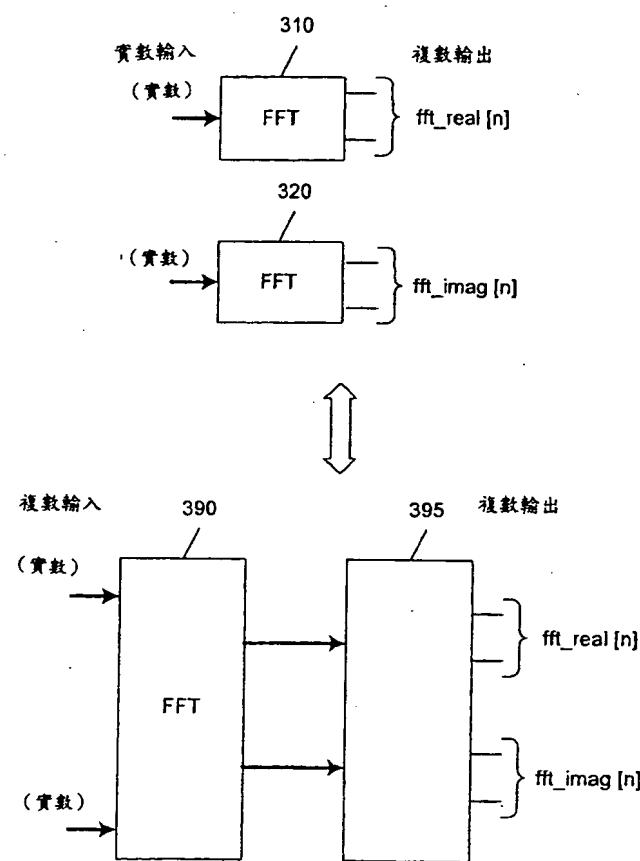
第4圖

(13)



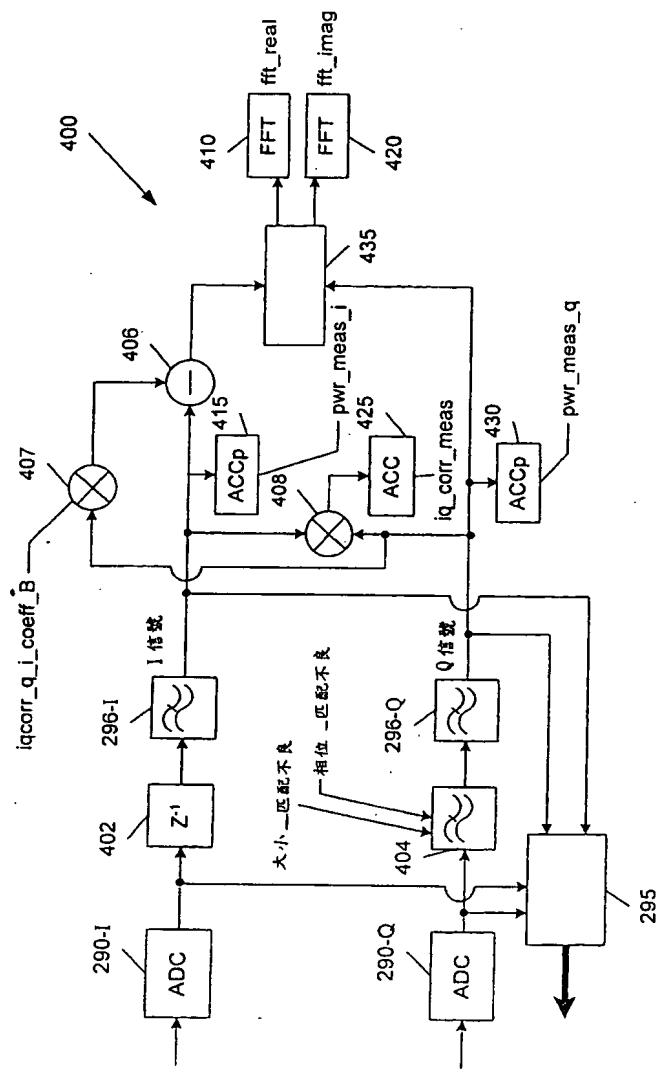
第5圖

(14)



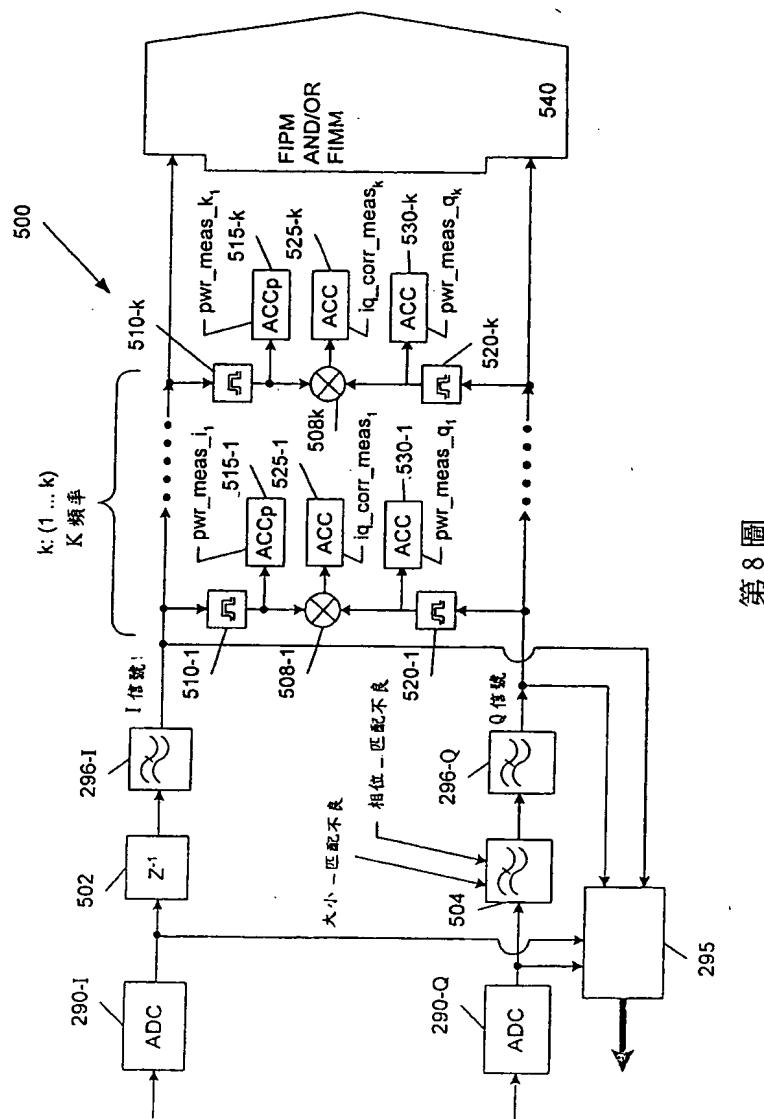
第 6 圖

(15)



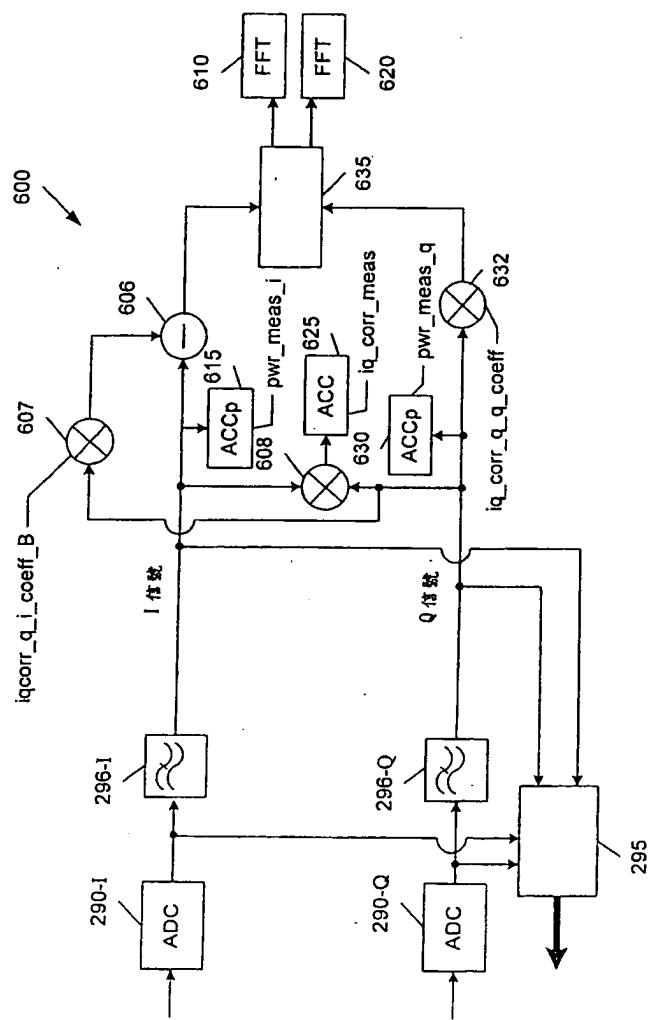
第7回

(16)



第8圖

(17)



第9圖

發明專利說明書 200308159

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號： 92112065

※申請日期： 92.5.02 ※IPC 分類： H04L 27/38

壹、發明名稱：(中文/英文)

於正交接收器中提供寬帶大小及相位不平衡校正與補償功能的系統與方法

SYSTEMS AND METHODS TO PROVIDE WIDEBAND MAGNITUDE AND PHASE
IMBALANCE CALIBRATION AND COMPENSATION IN QUADRATURE RECEIVERS

貳、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商・阿瑟羅斯通訊公司

ATHEROS COMMUNICATIONS, INC.,

代表人：(中文/英文)

大衛・托瑞/DAVE TORRE

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州陽光谷市阿爾馬諾街529號

529 Almanor Avenue, Sunnyvale, CA 94085, U.S.A.

國籍：(中文/英文)

美國/U.S.A.

參、發明人：(共 1 人)

姓名：(中文/英文)

保羅 J. 休士泰德

HUSTED, Paul J.

住居所地址：(中文/英文)

美國加州帕羅亞托・偉伯斯特街835號#C

835 Webster Street #C, Palo Alto, CA 94301, U.S.A.

國籍：(中文/英文)

美國/U.S.A.

肆、聲明事項：

本案係符合專利法第二十條第一項第一款但書或第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

◎本案申請前已向下列國家（地區）申請專利 主張國際優先權：
【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 美國； 2002,5,3; 10/139,138
- 2.
- 3.
- 4.
- 5.

主張國內優先權（專利法第二十五條之一）：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

- 1.
- 2.

主張專利法第二十六條微生物：

國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

伍、中文發明摘要：

本發明是有關於一種系統與方法，用於被動地校準與修正在正交接收器中之I/Q匹配不良，無須藉由增加校準信號或修正電路以修正接收器之類比部份。此被動I/Q匹配不良校準系統使用正當接收之輸入傳輸資料信號，以獲得統計資訊作為I/Q匹配不良補償因子之基礎。可以使用I/Q匹配不良補償因子，以調整接收器之類比或數位部份之時間領域或頻率領域中大小與相位響應。取決於實施例，此被動式I/Q匹配不良校準系統可以校準：頻率有關增益或大小不平衡、頻率無關大小不平衡、頻率有關相位不平衡、以及頻率無關相位不平衡或以上此等之組合。

陸、英文發明摘要：

Systems and methods for passively calibrating and correcting for I/Q mismatch in a quadrature receiver without the necessity of modifying the analog portion of the receiver by adding calibration signals or correction circuitry are presented. The passive I/Q mismatch calibration system proceeds using normally received incoming transmitted data signals to obtain statistical information on which to base I/Q mismatch compensation factors. The I/Q mismatch compensation factors can be used to adjust the magnitude and phase response in the time domain or the frequency domain, the analog or the digital portion of the receiver. Depending on the embodiment, the passive I/Q mismatch calibration system can calibrate frequency dependent gain or magnitude imbalance, frequency independent magnitude imbalance, frequency dependent phase imbalance, and frequency independent phase imbalance or combinations or these.

柒、指定代表圖：

(一) 本案指定代表圖為：第 (3) 圖。

(二) 本代表圖之元件代表符號簡單說明：

200…接收器	225…混頻器
202…校準單元	230…振盪器
204…開關	235…放大器
206…開關	240…濾波器
208…第一相位位移器	245…放大器
210…第二相位位移器	275…混頻器
215…天線	280…振盪器
220…放大器	290…類比至類位轉換器

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

玖、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

發明領域

本發明是有關於通信系統。更特別的是，本發明是有關於在通信系統中之接收器。甚至更特別的是，本發明是有關用於無線與有線通信系統正交接收器之同相/正交校準系統。

【先前技術】

發明背景

在例如無線電與蜂巢通信系統之無線系統中接收器之使用在此技術中為人所知。第1圖顯示典型的正交接收器設計10。接收器前端處理15提供例如為放大中頻(IF)信號之信號給混頻器20，25。此前端處理15例如可以包括：天線，其接收射頻(RF)信號並提供信號給射頻放大器，其將RF信號放大。根據此例，此信號然後在混頻器中與來自局部振盪器之信號混合以產生中頻IF信號，其然後在中頻放大器中放大以產生經放大之IF信號。此中頻IF信號與局部振盪器60之正交輸出在混頻器20，25中混合，以產各同相(I)與正交(Q)信號。此I與Q信號經由例如低通濾波器30，35(其將I與Q信號中較高頻率成份去除)傳送其各分支，且經由一或多個放大器40，45被數位化，用於在各類比-至-數位(ADC)50，55作進一步處理。如同在此技術中為人熟知，以增益或大小與相位不平衡為形式(即，對於I與Q信號不同的增益)所造成對理想I與Q信號之偏離，以及由於局部振盪器

60在混頻器20，25之輸入而使I與Q信號相關但並非正好90度異相，可以造成接收器表現之退化。

通常，預先嘗試校準與修正關於大小與相位不平衡、涉及在接收器分析專用傳輸校準信號以產生修正因子，而施加至類比側或數位側之承載有關資料之所接收信號。此文獻之代表例子為：10th IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing, pp.664-667, Pocono Manor, Pennsylvania, August 2000 之作者為R.A. Green 之“An Optimized Multi-tone Calibration Signal for Quadrature Receiver Communication Systems”，其發展最適多音調校準信號，對它應用線性回歸技術以產生修正因子，以更新用於補償增益或相位不平衡之調整濾波器。典型地須要特殊電路，以產生此種校準信號分析的結果，並將其分析與修正。

此正交接收器其他的缺點為當校準進行時，其典型地無法繼續主動地接收正常傳送之資料。

此為令人期望在正交接收器提供I/Q校準，其無須將各別校準信號傳送至接收器，且在ADC之前無須涉及額外的類比元件。

20 【發明內容】

發明概要

此目前在此說明之根據本發明觀點之較佳典範實施例執行被動I/Q不平衡或匹配不良校準與技術，以便例如防止在正交接收器之同相與正交通道之間由於大小與相位匹配

不良而產生正交接收器表現之退化。

更特別的是，根據本發明之觀點而設有系統與方法，用於被動地校準與修正在正交接收器中I/Q之匹配不良，而無須藉由增加校準信號或修正電路而修正接收器之類比部。根據此例子，此被動I/Q匹配不良校準系統使用正當接收之傳輸輸入資料信號進行，以獲得此基本I/Q匹配不良補償因子所依據之統計資訊。可以使用I/Q匹配不良補償因子，在接收器之類比或數位部份之時間領域或頻率領域中調整大小與相位之響應。取決於實施例，此被動I/Q匹配不良校準系統可以校準與頻率有關之增益或大小不平衡、與頻率有關之大小不平衡、與頻率有關之相位不平衡、以及與頻率無關之相位不平衡，或以上此等之組合。此校準可以對設定數目的樣本發生，其接著或伴隨著根據分析之補償。在其他的實施例中，可以在持續進行的基礎上使用例如最小均方(least mean square)技術之重覆方法以提供用於I/Q匹配不良調整式補償。

根據本發明之第一觀點提供：在正交接收器中用於大小與相位不平衡之校準與補償之第一典範方法。根據此方法，從同相與正交數位信號產生第一修正因子。此所接收之信號為接收僅用於校準目的之信號以外之信號。使用至少一些此等第一校準因子，而補償一或多個與頻率無關之大小不平衡、以及與頻率無關之相位不平衡。

根據本發明之另一觀點提供：在正交接收器中用於大小與相位不平衡之校準與補償之第二典範方法。根據此方

法，從同相與正交數位信號產生第一修正因子。此信號是由所接收信號導出。此信號為接收僅用於校準目的之信號以外之信號。使用至少一些修正因子，而補償一或多個頻率有關之大小不平衡、以及與頻率有關之相位不平衡。

5 根據本發明之另一觀點提供：在正交接收器中用於大小與相位不平衡之校準與補償之第三典範方法。根據此方法，從同相與正交之數位信號產生第一與第二修正因子。此信號是由所接收信號導出。此所接收信號為接收僅用於校準目的之信號以外之信號。第一校準因子是在最初校準期間之後產生，在此期間設計此同相與正交數位信號，以具有大致相同之相位。使用此第一與第二修正因子，以補償一或多個與頻率無關之大小不平衡、與頻率無關之相位不平衡、與頻率有關之大小不平衡、與頻率有關之相位不平衡。

15 根據本發明之另一觀點提供：在正交接收器中校準大小與相位不平衡之典範方法。根據此方法，在信號之整個頻率範圍上以及在構成此同相與正交數位信號之有關之一或多個各別頻率上實施同相與正交數位信號之統計校準。此信號是由接收信號導出。此所接收信號為所接收僅用於校準目的之信號以外之信號。相位與大小不平衡修正因子是根據統計校準而產生。

本發明以上與其他之特點、觀點與優點，將由以下之詳細說明並參考所附之圖式而為明顯。

圖式簡單說明

第1圖為方塊圖其說明根據習知技術之典範正交接收器；

第2圖為根據本發明實施例之通信系統；

第3圖為方塊圖，說明包括典型I/Q不平衡校準塊之根據本發明觀點之典型正交接收器；

第4圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第一典型實施例；

第5圖為方塊圖，說明典型之處理以計算根據第4圖實施例之修正因子；

10 第6圖為方塊圖，說明第4圖實施例之一部份之另一典型實施方式；

第7圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第二典型實施方式；

15 第8圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第三典型實施方式；

第9圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第四典型實施例。

【實施方式】

較佳實施例之詳細說明

20 現在參考所附圖式詳細說明本發明，其提供作為本發明較佳實施例之說明例子。

現在根據本發明之觀點說明典型較佳實施例，以執行被動式I/Q不平衡或匹配不良校準與技術，以便例如避免且限制由於在正交接收器之同相與正交通道之間大小與相位

匹配不良所造成之正交接收器表現退化。在以下之說明中，為了說明之目的而說明各種特殊細節，以便提供本發明徹底之瞭解。然而，對於熟習此技術人士為明顯，可以在各種通信系統與射頻電路尤其是正交頻率分割多路轉換電路中實施本發明，而無此等特殊細節。在其他的例子中，並未顯示熟知之操作、步驟、功能以及元件，以避免模糊本發明。

此說明之一部份將使用熟習此技術人士通常使用之專用語、記號、以及技術，將其工作本質傳達給其他熟知此技術人士，例如：正交頻率分割多工(OFDM)、快速傅立葉轉換(FFT)、有限脈衝響應(FIR)濾波器、向量與純量操作、實數與虛數(複數)、大小與相位(指數)之記號等。將各種操作說明作為多個個別步驟，以最有助於本發明瞭解之方式輪流實施。然而，不應認為此說明之順序表示此等操作必須以其說明之順序實施，或甚至認為是取決於順序。最後，所重覆使用之片語“在一實施例中”、“一替代實施例”、“替代實施例”等，雖然可以但無必要表示相同之實施例。

第2圖說明根據本發明實施例之通信系統。系統100包括在家庭環境中之閘道110，其經由一電纜(或多個電纜)連接至公用切換電話網路(PSTN)102，有線電纜電視提供系統104，以及提供接達至網際網路108之網際網路服務提供者(ISP)106或一些其他系統。雖然所說明的是家庭環境，系統100亦可使用於例如辦公室環境之任何合適之環境中。閘道110包括收發器112與天線111。相對應之客戶住宅設備

(CPE)120(例如裝置120)包括各收發器122與天線121。此CPE 120可以例如是：電視120、電腦120、電話120，或一些其他裝置120。此收發器112提供收發器122其具有無線連接至系統102，104，106，其連接閘道110。根據一實施例，5此等收發器112，122根據IEEE 802.11a標準通信。因此，各收發器112，122包括接收器與發射器，其傳送根據IEEE 802.11a標準形成格式之資訊。在其他的實施例中，如同以下所顯示，此等收發器112，122可以具有與標準IEEE 802.11a偏離之設計特徵。例如，本發明可以在具有封包結構的系統中實施，此結構與IEEE 802.11a標準不同，例如：10具有已知振幅與相位不同數目符號、不同組織與保護區間數目、資料符號、長符號。此外，本發明可以用由標準所規定之取樣率或其他率，以及不同數目之載體，還有其他的差異實施。最通常，本發明是在正交通信接收器上實施。15此與OFDM相符合之正交接收器代表典型之系統，在其中可以實施本發明。

第3圖為方塊圖，其說明根據本發明一觀點之典型正交接收器200。此接收器200包括典型的處理方塊202，其包括被動式I/Q不平衡校準功能。寬頻帶天線215接收射頻(RF)20信號，且提供RF信號給RF放大器220，並且在此頻帶中之特定通道或信號，而較佳是藉由改變此局部振盪器230與280而選擇。在此實施例中RF信號較佳符號IEEE 802.11a標準，而具有在5 GHz頻帶中之頻率，且被正交調變以承載6至54 Mbps。在此實施例中，此信號可以承載一直到54 Mbits

之資料，且位於12個20 MHz寬之區間中，八個是在5.15～5.35 GHz頻帶中，且4個是在5.75～5.85 GHz之頻帶中。在此實施例中之信號，是使用間312.5 KHz之52個次載體，而偏碼成正交頻率分割多工(OFDM)信號。然而，應瞭解，雖然本發明以下之詳細說明是根據IEEE 802.11a系統之內容而作成，在此說明之本發明具有對於許多不同型式通信系統之應用，並且並不受限於在IEEE 802.11a標準中操作之系統。例如，在以下所說明之本發明是描述為在IEEE 802.11a系統中之短與長序列符號、信號符號、以及資料符號上操作，但應注意此相關之揭示可被概括成任何序列、資料、或由一或多個正弦波所構成之其他序列。最通常可將此揭示概括成在任何有線或無線通信系統中操作之正交接收器中之任何波形。

此放大RF信號與來自局部RF共振器230之信號混合，而供應至RF混頻器225，以產生中頻(IF)信號而饋至IF放大器235。較佳此局部RF振盪器230與局部IF振盪器280頻率之和是在5.15～5.35以及5.75～5.85 GHz之範圍中，而具有RF振盪器230頻率對IF振盪器280頻率之比為4：1。在此實施例中，局部振盪器230與280較佳是在浮動IF配置中，其中它們均為可變而非固定之IF配置，例如只有RF局部振盪器為可變。

將經放大之IF信號各供應至同相混頻器275-I與正交混頻器275-Q。在此實施例中，同相混頻器275-I是在開關204可切換式的連接至在各接觸點B與A之第一相位位移器208

或第二相位位移器210。同樣地，正交混頻器275-Q是在開關206可切換地連接至各接觸點D與C之第二相位位移器210或第一相位位移器208。將局部IF振盪器280是在第一相位位移器208中相位移45°，且在第二相位位移器210中相位移-45°。在正常操作期間，此同相混頻器275-I是在點B連接至第一相位位移器208，且正交混頻器275-Q是在點D連接至第二相位位移器210。以此方式，在同相混頻器275-I與正交混頻器175-Q之輸出獲得所接收RF信號之同相(I)與正交(Q)成份，即I與Q成份在理想上彼此異相90°。此局部IF振盪器280是說明為連接於此開關204，206配置，因為在根據各種較佳實施例之被動I/Q校準之些部份期間，此I與Q成份特意是由在相同之相位位移器(即，相位位移器208或相位位移器210)由局部IF振盪信號驅動。例如，有此校準階段期間，可將同相混頻器275-I在點B連接至第一相位位移器208，而正交混頻器275-Q是在點C連接至相同之相位位移器208，以致於接收此局部IF振盪信號之混頻器275-I，275-Q相位移相同的數量，以致於在此階段期間之“I”與“Q”成份在理想上是彼此同相。應瞭解此切換局部IF振盪器280配置是以詳細細節說明，而不會模糊本發明，且此種使用類比電路之切換設計或其等同物之實施，對於熟習此技術人士將為明顯。

作為替代例子，在實施例中其中不須要用於被動I/Q校準之經切換局部IF振盪器。同相混頻器275-I與正交混頻器275-Q是直接由局部IF振盪器280驅動，而同相混頻器275-I

與正交混頻器275-Q之另一個，是在此信號於適當設計之相位位移器(未圖示)中經相位移90°後，由局部IF振盪器信號驅動。以此方式，在同相混頻器275-I與正交混頻器275-Q之輸出各獲得所接收RF信號之I與Q成份。

5 不論在使用中之局部IF振盪器配置如何，此經混合之IF信號通過低通濾波器240-I、240-Q以選擇所想要的通道且將與此無關頻譜遠端之成份去除，且由兩個串聯基礎頻帶放大器245-I、245-Q放大。雖然在各分枝中顯示兩個基礎頻帶放大器，當然可以使用不同數目之放大器。可以使用具有以特定順序適當經選擇可程式增益之基礎頻帶放大器，
10 發展幾乎任何所想要基本頻帶增益步驟配置。

此低通濾波器240-I、240-Q較佳為第四級Butterworth濾波器具有在11 MHz之3dB角落。從類比領域移至數位領域，將基礎頻帶放大器輸出饋至類比至數位轉換器(ADC)
15 290-I、290-Q，其將I與Q成份信號數位化(較佳具有80 MHz之頻率)至9位元之解析度，以及輸入動態範圍-500mV至500mV。

此等ADC 290-I，290-Q較佳為管道ADC。然而，本發明並不受此限制。例如，可以使用sigma-delta或其他轉換器
20 將其取代。

可以有利地將類比通道濾波器及/或抗-混合重疊濾波器有利地設置於ADC 290-I，290-Q之前。有較佳實施例中，此類比濾波器之組合實施12 dB之相鄰區塊拒斥，以及45 dB之替代區塊拒斥。在最壞情形之比16 dB更大的相鄰區塊

與比32 dB更大之替代區塊，此在A/D轉換器輸入所接收區塊較頻帶中信號高4 dB。如同於此技術中為人所知，相鄰區塊是與有關頻帶相鄰或重疊之干擾信號。而替代區塊是距離有關頻帶遙之干擾信號。

5 此經類位化之I/Q成份信號是提供給自動增益控制(AGC)、計時、I/Q校準以及其他之處理單元202，其與本發明有關之操作特別是有關於I/Q校準功能，是在以下詳細討論。雖然在此並不特別的關切，此根據取樣I與Q成份信號之增益控制信號是由單元202之AGC部份產生，且較佳提供
10 給第3圖之放大器220，235，245-I，245-Q用於增益調整與補償。

此AGC、計時、I/Q校準以及其他之處理單元202實施各種功能以管理放大器增益與符號時間。在一典範之實施中，各OFDM封包包括：10個短符號、兩個長符號、由符號所構成之信號部份、以及資料部份。根據典型之實施，
15 在AGC與時間單元295中(例如，在第4圖中所示)之AGC找到封包且檢驗在各封包中首先6個短符號，在ADC 290-I，290-Q適當測定增益之大小，並且開始計時電路295。根據典型實施例且假設使用FFT，此計時電路295檢驗在各封包
20 中最後四個短符號與兩個長符號，且找到符號邊界以建立用於FFT之窗口，且找到頻率偏差，實施封包之自我相關。此計時電路295亦測量DC偏差，且估計在FFT後之頻率領域通路。典型之AGC實施是在2001年5月4日所提出申請之美國專利申請案號09/849,595標題為“Self-Correlation

Detection in Automatic Gain Calibration"中討論。

此封包之被動式IQ校準是由單元202實施，且根據本發明觀點，較佳不但在封包之序列部份期間實施，而且在封包之資料部份期間實施，而用於給定數目之符號、或封包、
5 或FFT計算等。

如同在此技術中為人熟知，此距理想I與Q信號以增益大小與相位不平衡為形式之偏差，即，對於I與Q信號不同的增益，以及並不剛好90度異相之I與Q信號，可以造成正交接收器表現之退化。相位與大小IQ之匹配不良是具有：
10 成份其跨頻率而改變，以及成份其與頻率獨立無關。此不同形式之匹配不良是由接收器之類比部份產生，且在接收器之數位部份看到即，此數位化I/Q成份信號可以參考第3圖說明。與頻率無關；相位匹配不良(FIPM)是在I與Q信號之間之相位不平衡，其跨頻率為恆定。FIPM是由於來自LO
15 280之信號其抵達混頻器275-I、275-Q並非彼此90度異相，這是由於在混頻器275-I、275-Q信號之間任何對90度之偏離，會造成跨所有基本頻帶頻率相等之相位匹配不良。頻率有關之相位匹配不良(FDPM)是I與Q信號之間之相位不平衡，其跨頻率而改變。FDPM具有線性成份與非線性成份。
20 FDPM之線性成份是在混頻器275-I、275-Q以及ADC 290-I、290-Q之間I或Q信號路徑中所經歷之時間延遲而產生，其轉換成跨頻率之線性相位匹配不良。此FDPM之非線性部份是由於低通濾波器(LPF) 240-I、240-Q之間之差異，例如濾波器典型地顯示稍微不同之頻率響應，特別是更靠

近角落頻率。如同在此技術中為人熟知，對於晶片外(off-chip)之濾波器，此響應之差異典型是由元件公差產生，而對於晶片上(on-chip)濾波器存在著裝置匹配的問題。與頻率無關之大小匹配不良(FIMM)是在I與Q信號之間之增益或大小不平衡，其跨頻率為恆定。FIMM是由在I與Q信號通路之間淨增益中之改變造成，其例如在一或多個基本頻帶(BB)放大器245-I、245-Q以及可能在混頻器275-I、275-Q發生。頻率有關之大小之匹配不良(FDMM)是在信號I與Q之間之增益或大小不平衡，其跨頻率而改變。如同FDPM、FDMM是由LPF 240-I，240-Q產生顯示不同之響應，即，具有不同切斷頻率之響應。

取決於匹配不良之性質，即，相位或大小，頻率有關或與頻率無關，可以根據本發明之觀點，使用不同的校準與修正技術。此I/Q校準單元202與次處理元件之數個典型實施例是在第4-9圖中說明。

此根據本發明觀點之被動式I/Q校準使用統計方法，其中分析某數目的符號以及某個數目包括符號之封包，即，此I/Q數位化信號樣本之組數。然後根據分析之結果實施對FIPM、FDPM、FIMM、以及FDMM或及組合之補償。當然，
20 在其他實施例中，可以在持續進行之基礎上使用例如“最小平均平方”技術之重覆方式，以提供用於I/Q匹配不良之調整補償。這即是，亦可根據本說明有利地使用持續進行與調整校準與補償技術。

現在請參考第4圖，其為方塊圖說明第3圖之校準單元

202之第一典型實施例300。此實施例300實施FIPM、FDPM、FDMM、以及FIMM校準與補償。如同於第4圖中所示，此來自第3圖之ADC 290-I, 290-Q之數位化基本頻帶(BB)信號各經由同相有限脈衝響應(FIR)濾波器296-I與正交FIR濾波器296-Q。此數位化BB信號亦各通過而至典型AGC與計時單元295。為了清楚起見，將FIR濾波器296-I、296-Q各顯示為FIR濾波器，雖然在各路徑中可以將一個以上之FIR濾波器串聯在一起。此FIR濾波器296-I、296-Q較佳作為消除濾波器與標準的低通濾波器。例如，根據本實施例，

10 FIR濾波器296-I、296-Q從其各別資料流中消除每隔一個之樣本，而對於正常8.5 MHz單側頻寬封包，將資料取樣率從80 MHz減少至40 MHz。亦將FIR濾波器296-I、296-Q設計作為標準之低通濾波器，在將資料發送給被動式IQ校準處理與繼續向前之前，將任何剩餘相鄰或重疊區塊去除。此

15 所產生各I/Q資料信號從FIR濾波器296-I、296-Q回饋至典型AGC與時間單元295，其如同以上說明而實施，以管理放大器增益與信號時間。

此來自FIR 296-Q之經取樣Q成份信號提供給乘法器307，在此將此信號以純量FIPM補償值 $iqcorr_q_i_coeff_A$ 相乘。將此所產生信號在減法器306將從來自FIR 296-I之經取樣I成份信號減去。將此所產生經調整且FIPM補償之I成份信號輸入至第一FFT 310。將此經取樣Q成份信號輸入至相對應第二FFT 320。此FFT 310, 320為實數輸入、複數輸出FFT，其以在頻率領域中之有關頻率輸出複數值向量。將

複數向量 $fft_real=Real\{fft_real\}+jImag\{fft_real\}$ 從 FFT 310 輸出，且提供給加法器。此複變值向量 $fft_imag=Real\{fft_imag\}+jImag\{fft_imag\}$ 從 FFT 320 輸出，而在向量乘法器 325, 330 與以下各別向量 $1/mag_mismatch$ 5 與 $e^{-j[phase_mismatch]}$ 相乘以形成 FIMM/FDMM/FIMM 補償向量 $fft_imag_adj=Real\{fft_imag_adj\}+jImag\{fft_imag_adj\}$ 。向量 $1/mag_mismatch$ 補償在頻率領域中之 FIMM 與 FDMM。此向量 $e^{-j[phase_mismatch]}$ 對於 FDPM 提供頻率領域補償。此所產生之向量 fft_imag_adj 在方塊 332 乘以 $j=\sqrt{-1}$ 以形成 10 $jfft_imag_adj=jReal\{fft_imag_adj\}+j^2Imag\{fft_imag_adj\}=-Imag\{fft_imag_adj\}+jReal\{fft_imag_adj\}$ 。將向量 $jfft_imag_adj$ 加至在加法器 315 之向量 fft_real ，且將此所產生之向量 fft_total 提供給用於頻率修正之內插器 335，且產生經調整向量 fft_total_adj ，且可使用於接收器 200 中之持續 15 處理。

雖然第 4 圖之實施例 300 提供一例，而在向量乘法器 325, 330 之頻率領域中實施 FDPM 與 FDMM(以及 FIMM) 補償，通常在實施 FIPM 適當校準之前，隨著與頻率有關之匹配不良(FDPM 及/或 FDMM) 變得較大而將此等效應取消則為有利。如果想要的話，此 FDPM 與 FDMM 之取消可以在時間領域內，在 FIPM 根據例如如同於第 7 圖或第 8 圖中所示之先前計算之校準資料而執行用於 I 與 Q 通道之濾波器之前發生。 20

典型地想要在與頻率無關效應(FIPM、FIMM) 之前補償

頻率有關效應(FDPM、FDMM)。一旦此等效應藉由校準適當地特徵化，或在持續進行校準期間之某點其更新一或多個調整濾波器時，則根據本發明有多種方式修正此等效應。可以選擇用於I或Q鏈之類比或數位濾波器，且設計具有在I與Q鏈之間大小與相位適當差異作為頻率之函數。此種濾波器可以根據熟知此技術人士所熟知之標準濾波器設計技術，從FDPM與FDMM校準資料算出；或者此濾波器例如可由一組預先算出濾波器最接近者選出。設計者亦可藉由各別的採用在FFT 310，320之FFT之I與Q成份之FFT，而實施如同於第4圖中所示頻率領域中之修正。然後將較早所確定之相位與大小修正施加至在Q通道(有第4圖中修正之Q通道)之後的FFT輸出，並且然後將各別的FFT 310輸出與經調整之FFT 320輸出組合，而在內插器335前之加法器315形成經修正之複數輸入FFT輸出。

15 第5圖為方塊圖，其說明使用以決定修正因子典型處理350，此因子使用於第4圖之實施例300中，即，FIPM補償向量 *phase_mismatch* 與 FIMM/FDMM 補 償 向 量 *magnitude_mismatch*。此 等 向 量 *phase_mismatch*, *magnitude_mismatch*, $1/mag_mismatch$, $e^{-j[phase_mismatch]}$,
 20 *fft_real*, *fft_imag*, *fft_imag-adj*, *jfft_imag_adj*, *fft_total* 以及 *fft_total_adj* 是在具有K值之一般複數向量中，而K代表有關之頻率之數目。在本較佳實施例中。在本較佳實施例中，此數位化I與Q通道信號為OFDM信號，其使用間隔312.5 kHz之52個次載體，在此情形中K=52。當然，K並不受限於

此值，而可以採用適用於正交接收器之有關任何頻率之數目。

在第5圖中之複數值向量 fft_real 是由FFT 310輸出，以及複數值向量 fft_imag 是從FFT 320輸出。此在第5圖中
 5 $fft_real[n]$ 與 $fft_imag[n]$ 中記號[n]代表在各K長度向量之第n個樣本值，且各雙平行線代表在各K長度向量中複數值之實數部份與虛數部份。將此複數值向量 fft_imag 之第n個樣本值提供給共軛複數方塊340，其計算此共軛複數
 10 fft_imag^* ，且提供樣本給向量乘法器354。此複數值向量 fft_imag^* 之第n個樣本值由複數值向量 fft_real 之第n個樣本值相乘，且將向量樣本值輸入累加器355且相加N次。角度方塊360採用來自累加器355產生之角度，以致於執行以下的公式：

$$phase_mismatch_k = \text{angle} \left(\sum_{n=1}^N [fft_real[n] \circ (fft_image[n])^*] \right) \quad (1)$$

15 $phase_mismatch_k$ 是在第K個頻率(k:1...K)之K長度向量 $phase_mismatch$ 之值，以及N為由累加器355相加之樣本數目n(n:1...N)。FDPM補償向量 $phase_mismatch$ 是I與Q通道之間之平均相關角度。

應注意此FDPM補償向量 $phase_mismatch$ 各校準由於
 20 在I與Q通路中傳送延遲所造成之相位匹配不良，在I與Q輸入之LO 280相位中之差異不會影響此結果。

為了計算FDMM/FIMM補償向量 $magnitude_mismatch$ ，而將複數值向量 fft_real 與 fft_imag 之第n個樣本值

提供給各平方大小方塊370, 365, 而將其所產生向量樣本值輸入至各累加器380, 375且相加N次。此相除與平方根方塊385在來自累加器380, 375之結果上操作，以致於實施以下之公式：

$$5 \quad magnitude_mismatch_k = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (fft_real[n]_k)^2}{\sum_{n=1}^N (fft_imag[n]_k)^2}} \quad (2)$$

而 $magnitude_mismatch_k$ 為第 R 個頻率 ($k:1 \dots K$) 之 K 長度向量 $magnitude_mismatch$ ，以及 N 為在累加器 380, 375 加總之樣本數 ($n:1 \dots N$)。

不實施在第 4 圖之各 FFT 310, 320 之 I 與 Q 輸入上之各 FFT 計算，此複數值向量 fft_real 與 fft_imag 可以如同在第 6 圖中所示以及根據以下為人熟知之數學特性，由單一複數輸入，複數輸出 FFT 390 以及奇-偶方塊 395 建構而成：

$$\begin{array}{ll} \text{序列 } x[n] & \text{傅立葉轉換 } X(e^{-jw}) \\ \text{Real}\{x[n]\} & \Leftrightarrow X_e(e^{-jw}) = 0.5[X(e^{-jw}) + X^*(e^{-jw})] \quad (3) \\ 15 \quad \text{Imag}\{x[n]\} & \Leftrightarrow X_o(e^{-jw}) = 0.5[X(e^{-jw}) - X^*(e^{-jw})] \quad (4) \end{array}$$

在第 4 圖中所示的實施例 300 中，較佳首先實施 FDPM 以及 FDMM/FIMM 校準與補償，接著是 FIPM 校準與補償，雖然實施例 300 並不受限於此順序。例如，可以對 N_1 個樣本實施 FDPM，接著對 N_2 個樣本實施 FDMM/FIMM 校準。對於 20 FDPM 而言，將在 ADC 290-I, 290-Q 之前介於 I 與 Q 通道之間延遲之差異校準，因此不可使用獨立聲源以實施 FDPM 校準如同假設如果提供給混頻器 275-I, 275-Q 之信號是如同在

理想情況中彼此90度異相。較佳在最初校準期間，此在第3圖中所說明經切換局部IF振盪器280配置，強迫混頻器275-I, 275-Q使用LO 280之相同相位將此IF信號向下混頻至基本頻帶。熟習此技術人士瞭解，本發明並不受限於此技術，且任何提供大致相同寬頻信號給I與Q鏈之系統均可接受。應瞭解FDMM/FIMM校準並不須要使用此種技術，且可與FDPM校準獨立無關地進行，而將對混頻器275-I, 275-Q之LO輸入設定為如同在正常操作中之理想的相差90度。將FDPM校準與FDMM/FIMM校準同時實施是有利的，以致於可以在相同或至少重疊數目樣本上使用來自第4圖之FFT 310, 320(或第6圖之方塊395)之相同的向量 fft_real 與 fft_imag 。

根據實施例300之典型操作，當I與Q成份是由在相同之相位位移器(即，相位位移器208，或相位位移器210)由區域15 IF振盪器信號特意驅動時，則I/O校準開始。例如，在最初校準階段期間，可將同相混頻器275-I在點B連接至第一相位位移器208，而將正交混頻器275-Q在點C連接至相同的相位位移器208，以致於混頻器275-I, 275-Q接收被相位移相同數量之局部IF振盪器信號，以致於在此階段期間，“I”與20 “Q”成份在理想上彼此同相。

根據此例，在此最初測試期間，較佳如同在第5圖中根據(1)與(2)決定向量 $phase_mismatch$ 與 $magnitude_mismatch$ 。例如，在最初測試期間結束時，如同在第4圖中所示向量在向量乘法器325, 330，在頻率領域中提供FDPM

與 FDMM/FIMM 補償。其次，決定純量 FIPM 補償值 $iqcorr_q_i_coeff_A$ 。在此實施例中，值 $iqcorr_q_i_coeff_A$ 取決於作為輸入之向量 $phase_mismatch$ 與 $magnitude_mismatch$ ，並且因此一旦確定此等輸入，即可算出此純量之值。 $iqcorr_q_i_coeff_A$ 之值是由以下公式給定：

$$iqcorr_q_i_coeff_A = (mean/_{forall k}[phase_mis_vec_k \circ sign(freq_k)]) \quad (5)$$

以及

$$phase_mis_vec_k = 2 \left(\frac{\sum_{g=1}^G [fft_real[g]_k \circ (fft_imag_adj[g]_k \circ magnitude_mismatch_k)^*]}{\sum_{g=1}^G [fft_real[g]_k]^2 + [fft_imag_adj[g]_k]^2} \right) \quad (6)$$

(6)

而 $phase_mis_vec_k$ 為 K 長度向量 $phase_mis_vec$ 在第 k 頻率 ($k:1 \dots K$) 之值； G 為被加總以達成式(6)中結果樣本之數目 $g(g:1 \dots G)$ ，這是在使用 N 個樣本以計算向量 $phase_mismatch$ 與 $magnitude_mismatch$ 之後發生， $freq_k$ 為 k 長度向量之第 K 個頻率，以及 $sign(freq_k)$ 確保對應於向量 $freq$ 中負頻率之值被乘以 -1 。

此純量 FIPM 補償值 $iqcorr_q_i_coeff_A$ 在乘法器 307 中與來自 FIR 296-Q 之樣本 Q 成份信號相乘，而將所產生之信號在減法器 306 從來自 FIR 296-I 之經取樣 I 成份信號減去而達成 FIPM 補償。

在此所產生的問題是，在正常情況下 FFT 是在旋轉器後運作，其將對 FFT 之輸入乘以旋轉複數指數，以抵消在接收器與發射器之間頻率匹配不良之效應。此數位信號旋轉使

得在FFT之後實施I/Q校準更困難。然而，存在對此問題之補救措施。如同於此技術中為人所熟知，在時間中乘以旋轉複指數，等於由以上公式所示在頻率中之移動。

$$e^{\frac{j2\pi l_n}{N}} x[n] \Leftrightarrow X[k-1] \quad (6a)$$

5 因此，如果想要重新使用FFT輸出，此FFT輸出應在向量FFT輸入之開始除以旋轉器之最初相位，接著由L個樣本對FFT輸出作內插，L可以為分數。以此方式根據本發明之觀點應用至被動校準方法，可以建構被動式FDMM/FIMM以及FIPM校準電路，而不會影響到正常的無線電操作。

10 現在請參考第7圖，其為方塊圖說明第3圖之校準單元202之第二典型實施例400。如同第一實施例300，此第二實施例400執行FIPM、FDPM、FDMM、以及FIMM校準與補償。如同於第7圖中所示，此來自第3圖之ADC 290-I、290-Q之數位化BB信號，各經由延遲方法402與FIR濾波器404而15 通過。亦將數位化BB信號各傳送至典型之AGC與時計單元295。FIR濾波器404提供時間領域FDPM、FDMM、以及FIMM補償，而延遲方塊402匹配FIR濾波器404之延遲。此FIR濾波器404之相位與大小響應較佳根據FDPM補償向量*phase_mismatch* 與 FDMM/FIMM 補 償 向 量 *magnitude_mismatch*所接收之值，在有關的K個頻率調整。應瞭解例如20 為FIR濾波器404之時間領域補償濾波器是可交換的，而可以設置在Q通道上或I通道上，而將延遲設置在相對之通道上。因此設計此時間領域補償濾波器，以適當地修正其大小與相位響應。如同為熟知此技術人士所熟知，此理想頻

率領域修正可以經由標準濾波器產生技術根據以下頻率領域向量產生 $1/mag_mismatch \cdot e^{-j[phase_mismatch]}$ 。當然，此使用以補償FDPM/FDMM/FIMM之濾波器亦可實施作為類比濾波器，而使用於ADC 290-I，290-Q之類比側上之I或Q通道上。

然後將此用於I通道之經延遲數位化BB信號傳送至相同脈衝響應(FIR)濾波器296-I。然後，將用於Q通道之FDPM/FDMM/FIMM補償數位化BB信號傳送至正交FIR濾波器296-Q。此FIR濾波器296-I，296-Q較佳如以上說明作為消除濾波器與標準低通濾波器。此由FIR濾波器296-I，296-Q所產生之各I/Q資料信號然後回饋至典型之AGC與計時單元295，其如同以上說明一般性地實施，以管理放大器增益與信號時間。

然後將此來自FIR 296-Q之經取樣且經FDPM/FDMM/FIMM補償之Q元件信號“Qsignal”提供給乘法器408，407，功率累加器(ACCp)430，以及旋轉器435。此來自FIR 296-I經取樣I成份信號“Isignal”是提供給乘法器408，將此信號與經補償Q成份信號Qsignal相乘，而將所產生信號“IQsignal”傳送累加器425。將此來自FIR 296-I之經取樣I成份信號Isignal亦傳送至功率累加器(ACCp)415。在乘法器407，此經補償Q成份信號Qsignal以純量FIPM補償值iqcorr_q_i_coeff_B相乘，此由乘法器407所產生的信號，然後從在減法器406來自FIR 296-I之經取樣I成份信號Isignal減去。然後將所產生經調整且經FIPM補償之I成份信號輸入

至旋轉器 435，其藉由將 I 與 Q 信號(作為 $I+jQ$)與旋轉複指數相乘而提供頻率修正，此指數所具有頻率等於在發射器與接收器之間之估計頻率匹配不良，且將其複數結果提供給 FFT 對 410, 420。將此複數結果之實數部份輸入至第一 FFT 5 40，且將複數結果之虛數部份輸入至相對應之第二 FFT 420。此等 FFT 410, 420 是實數輸入複數輸出 FFT，其以在頻率領域中在有關頻率輸出複數值向量。當然，此複數值向量 fft_real 與 fft_imag 可以由單一複數輸入複數輸出 FFT(例如 FFT 390)以及如同以上所說明例如方塊 395 之奇-偶方塊所建構，如同於第 6 圖中所示者。複數值向量 $fft_real=Real\{fft_real\}+jImag\{fft_real\}$ 是由 FFT 410 輸出，以及複數值向量 $fft_imag=Real\{fft_imag\}+jImag\{fft_imag\}$ 是在最初 FDPM 與 FDMM 校準期間從 FFT 420 輸出，而將旋轉器 635 去能。在最初校準之後之正規處理期間，將旋轉器 635 10 導通，且將從兩個 FFT 410, 420 之輸出傳送至解調變器，用於在接收器 420 中作進一步處理。當然，在旋轉器 635 之後可以使用單一 FFT，用於正常之操作，並且使用各別的 FFT 以產生 FDPM/FDMM 校準輸入，而不使用在第 7 圖中所示之兩個 FFT 410, 420。然而，為了硬體重新使用之目的，15 則如同以上說明重複使用此兩個 FFT 410, 420 是為有利的。

使用複數值向量 fft_real 與 fft_imag 且如同以上說明使用式(1), (2)以決定 FDMM/FIMM 補償向量 $mag_mismatch$ 與 FDPM 補償向量 $phase_mismatch$ ，如同於第 5 圖中所示者。此 FDPM/FDMM/FIMM 校準較佳是在最初校準期間發生，

其中此於第3圖中所說明之經切換局部IF振盪器280配置，強迫兩個混頻器275-I、275-Q使用LO 280相同的相位，將IF信號混頻下降至基本頻帶，如同以上更詳細說明者。

根據實施例400之典型操作，當此I與Q成份是在相同的
 5 相位位移器(即，相位位移器208或相位位移器210)由局部IF振盪器信號特意驅動時，則I/Q校準開始。例如，在最初校準階段期間，可以將同相混頻器275-I在點B連接至第一相位位移器208，而將正交混頻器275-Q在點C連接至相同之相位位移器208，以致於混頻器275-I、275-Q接收此被移相
 10 同數量之局部IF振盪器信號，以致於在此期間“I”與“Q”成份理想地彼此同相。

根據此例在最初測試期間，較佳如同在第5圖中根據式
 (1) 與 (2) 而決定向量 *phase_mismatch* 與 *magnitude_mismatch*，並且例如如同於第7圖中所示，在最初測試時期
 15 結束時，此等向量在FIR濾波器404在時間領域中各提供FDPM與FDMM/FIMM補償。其次，決定純量FIPM之補償值 *iqcorr_q_i_coeff_B*。在此實施例中，此值 *iqcorr_q_i_coeff_B* 是取決於作為輸入之值 *pwr_meas_i*、
iq_corr_meas，以及 *pwr_meas_q*，因此，一旦此等輸入由功
 20 率累加器415、累加器425、以及功率累加器430確定，則將此純量值算出。此等值 *pwr_meas_i*、*iq_corr_meas*，以及 *pwr_meas_q*是由以下之式給定：

$$pwr_meas_i = \sum_{m=1}^M (I_{signal}[m])^2 \quad (7)$$

$$pwr_meas_q = \sum_{m=1}^M [(Qsignal[m])^2] \quad (8)$$

以及

$$iq_corr_meas = \sum_{m=1}^M [(IQsignal[m])] \quad (9)$$

在 $Isignal[m]$ ， $Qsignal[m]$ ，以及 $IQsignal[m]$ 中之符號
5 [m]，代表各經補償數位化 I、Q 信號與信號乘積之第 m 個樣
本值，以及 M 為樣本 m(m:1...M) 之數目，其被相加以達成式
(7)，(8)，(9) 之結果，並且這是在例如使用 N 個樣本以計算
向量 $phase_mismatch$ 與 $magnitude_mismatch$ 後發生。在此較
佳實施例中，將樣本 M 之數目設定在範圍 $2^6 < M < 2^{20}$ 範圍中
10 之值，雖然本發明並不受限於此範圍中之值，且可使用任
何合適之值。

應瞭解，雖然將此等信號 $Isignal$ ， $Qsignal$ ，以及 $IQsignal$
說明為用於參考之目的補償。此等信號在實際上並未被補
償，一直到實施 FDPM、FDMM(以及 FIMM) 校準與補償後
15 才獲補償。當然，一旦實施 FIPM 校準，則較佳實施此等信
號之補償。

此等值 pwr_meas_i 與 pwr_meas_q 測量 I 與 Q 通道上之功
率，而值 iq_corr_meas 是測量 I 與 Q 通道之間之相關性。統計
上而言，在 I 與 Q 通道上應有相同數量之功率，且 I 通道應與
20 Q 通道無關。根據此等假設，此 FIPM 補償值
 $iqcorr_q_i_coff_B$ 是由以下式子給定：

$$iqcorr_q_i_coff_B = 2 \frac{(iq_corr_meas)}{(pwr_mes_i + pwr_meas_q)} \quad (10)$$

在乘法器 407 將純量 FIPM 補償值 $iqcorr_q_i_coff_B$ 乘
以來自 FIR 296-Q 之經取樣之 Q 成份信號 $Qsignal$ ，且將此所
產生之信號在減法器 206 從來自 FIR 296-I 之經取樣之 I 成份
5 信號 $Isignal$ 減去，以達成 FIPM 補償。

現在請參考第 8 圖，其為方塊圖說明第 3 圖之校準單元
202 之第三典型實施例 500。此在第 8 圖中所示第三實施例
500 是針對 FDPM，且 FDPM 校準與補償是與一系列用於有
關頻率之時間領域帶通濾波器(而非 FFT)一起實施。如同於
10 第 8 圖中所示，此來自第 3 圖之 ADC 290-I，290-Q 之數位化
BB 信號各經由延遲方塊 502 與 FIR 濾波器 504 通過。亦將此
等數位化 BB 信號各傳送至典型 AGC 與計時單元 295。FIR 濾
波器 504 提供時間領域 FDPM 與 FDMM 補償，而延遲方塊 502
匹配 FIR 濾波器 504 之延遲。此 FIR 濾波器 504 之相位與大小
15 響應較佳根據 FDPM 補償向量 $phase_mismatch$ 與
FDMM/FIMM 之補償向量 $magnitude_mismatch$ 所接收之
值，在 K 個有關頻率調整。如同以下說明，此等向量在實施
例 500 中與在實施例 300, 400 中稍微不同的方法算得。應瞭解，
此時間領域補償濾波器例如 FIR 濾波器 504 是可以交換
20 的，且可設置在 Q 通道上或在 I 通道上，而將延遲設置在相
對的通道上。因此，設計此時間領域補償濾波器，以適當
地修正此大小與相位響應。如同為熟習此技術人士所熟知，
此理想之頻率領域修正可以根據以下之頻率領域向量

經由標準濾波器產生技術而產生。

$1/mag_mismatch \cdot e^{-j[phase_mismatch]}$ 。當然，此所使用以補償FDPM與FDMM之濾波器亦可實施作為類比濾波器，且使用於ADC 290-I、290-Q之類比例上之I或Q通道上。

5 然後，將此用於通道I經延遲之數位化BB信號傳送給同相有限脈衝響應(FIR)濾波器296-I，並且然後將用於Q通道之FDPM/FDMM補償數位化BB信號傳送給正交FIR濾波器FIR濾波器296-Q。此FIR濾波器296-I、296-Q較佳作用為如同以上所說明之消除濾波器與標準低通濾波器。此由FIR濾波器296-I、296-Q所產生之各I/Q資料信號被回饋至典型之AGC與計時單元295，其如同以上說明一般性地實施，以管理放大器增益與符號計時。

如果實施FIPM及/或FIMM校準，則將此經取樣且來自FIR 296-Q之FDPM/FDMM經補償Q成份信號“*Qsignal*”、以及來自FIR 296-I經取樣I成份信號“*Isignal*”提供給各FIPM及/或FIMM校準電路540(例如累加器425)、功率累加器425、430，以及乘法器407，408；這些是在實施例400中與在實施例600(以下將說明)中有關這方面所說明者。

現在將注意力轉向第三實施例500之FDPM與FDMM校準特徵。將此經取樣且經FDPM/FDMM補償之來自FIR 296-Q之Q成份信號“*Qsignal*”，提供給一系列K個變數頻寬帶通濾波器520-1，…，520-K。將來自FIR 296-I之經取樣I成份信號“*Isignal*”類似地提供給相對應系列之K個變數之頻寬帶通濾波器510-1，…，510-K。此可變頻帶寬度濾波

器可以執行作為例如：可程式分接濾波器、或固定係數濾波或其他。但此等濾波器較佳均實施作為相同形式之濾波器。如同以上說明，K代表所關切頻率之數目。在本較佳實施例中，此等數位化I與Q通道信號是OFDM信號，其使用彼此間隔為312.5 kHz之52個次載體，以及在此情況中K=52。當然，K並不受限於此值，且可採用適合所使用正交接收器之所關切之任何數目之頻率。尤其對於OFDM無須使用所有的52個次載體頻率，以減少硬體之複雜性。

在可變頻帶寬度帶通濾波器520-1，...，520-K將經補償Q成份信號*Qsignal*分解成各信號成份*Qsignal₁*，...，*Qsignal_K*。將各別信號成份*Qsignal₁*，...，*Qsignal_K*供給各乘法器508-1，...，508-K，以及各功率累加器(ACCps)530-1，...，530-K。同樣地，在可變頻寬帶通濾波器510-1，...，510-K將I成份信號*Isignal*分解成各信號成份*Isignal₁*，...，*Isignal_K*。將各信號成份*Isignal₁*，...，*Isignal_K*提供給各乘法器508-1，...，508-K，以及各功率累加器(ACCps)515-1，...，515-K。在各乘法器508-1，...，508-K，此經取樣信號*Isignal₁*，...，*Isignal_K*與各相對應取樣信號*Qsignal₁*，...，*Qsignal_K*相乘，以產生各信號成份*IQsignal₁*，...，*IQsignal_K*，其被提供給各累加器525-1，...，525-K。

此FDPM校準較佳是在最初校準期間發生，其中此在第3圖中說明之經切換局部IF振盪器280配置強迫兩個混頻器275-I，275-Q使用LO 280之相同相位，將IF信號混頻下降至基本頻帶，如同在以上更詳細說明者。此FDMM校準如

同以上說明，可以在最初校準期間與FDPM校準同時發生（如同在比例中假設），或可在最初校準期間開始之後的任何時間包括在此期間終了之後發生。

根據此例在最初測試期間，如同於第8圖中所示在FIR
 5 濾波器504較佳確定向量 *phase_mismatch* 與 *magnitude_mismatch*，並且例如在最初測試期間結束時，此等向量提供在時間領域中FDPM與FDMM補償。在此實施例500中，
 向量 *phase_mismatch* 與 *magnitude_mismatch*，取決於作為輸
 入之相對應值之序列 *pwr_meas_i1*, ..., *pwr_meas_iK*，
 10 *pwr_meas_q1*, ..., *pwr_meas_qK*，以及 *iq_corr_meas1*, ..., *iq_corr_measK*，而具有長度 *K*，並且因此一旦此等輸入各藉
 由功率累加器510-1, ..., 510-*K*，功率累加器530-1, ...,
 530-*K*，以及累加器525-1, ..., 525-*K*確定時，則可算出此
 長度。此值 *pwr_meas_iK*, *iq_corr_measK*，以及 *pwr_meas_qK*
 15 對應於所關切之第 *K* 個任意頻率，是由以下式子給定：

$$pwr_meas_i_K = \sum_{n=1}^N [(Isignal[n]_K)^2] \quad (11)$$

$$pwr_meas_q_K = \sum_{n=1}^N [(Qsignal[n]_K)^2] \quad (12)$$

以及

$$iq_corr_meas_K = \sum_{n=1}^N [(IQsignal[n]_K)] \quad (13)$$

20 在 *Isignal[n]K*, *Qsignal[n]K*，以及 *IQsignal[n]K* 中之符
 號 *[n]* 代各帶通濾波與數位化I、Q信號與信號乘積之第 *n* 個樣

本值，以及N為樣本n(n:1...N)之數目，其被加總以達成式(11)，(12)與(13)中之結果。

應瞭解雖然將信號 I_{signal} ， Q_{signal} ，以及 IQ_{signal} 說明作補償而用於參考之目的。此等信號必須在實施FDPM與5 FDMM校準與補償之後，實際上才會受到補償。

此兩個值之序列 $pwr_meas_{i_1}$ ，...， $pwr_meas_{i_K}$ 與 $pwr_meas_{q_1}$ ，... $pwr_meas_{q_K}$ 測量在各所關切頻率1，...，K在通道I與通道Q上之功率，而另外之值序列 $iq_corr_meas_1$ ，...， $iq_corr_meas_K$ 測量在通道I與通道Q之間之相關性。在統計上而言，在各關切之頻率i，...，K，通道I與通道Q上應有相同數量之功率，並且通道I應與通道Q無關。根據此等假設，此FDMM補償向量 $mag_mismatch$ 與FDPM補償向量 $phase_mismatch$ 由以下之式子所給定：

$$phase_mismatch_K = 2 \frac{(iq_corr_meas)}{(pwr_meas_{i_K} + pwr_meas_{q_K})} \quad (14)$$

15 以及

$$magnitude_mismatch_K = \sqrt{\frac{(pwr_meas_{i_K})}{(pwr_meas_{q_K})}} \quad (15)$$

$phase_mismatch_K$ 是K長度向量 $phase_mismatch$ 在第k個頻率(k:1...K)之值，以及 $magnitude_mismatch_K$ 是K長度向量 $magnitude_mismatch$ 在第k頻率之值。此FDPM補償向量 $phase_mismatch$ 是通道I與Q之平均相關角度，而FDMM補償向量 $magnitude_mismatch$ 將在I通道上功率之均方根(rms)與在Q通道上功率之均方根比較。此向量較佳控制濾波器504

以達成FDPM與FDMM補償。

可以使用第3實施例500之其他形式，例如一形式，其中可變頻寬帶通濾波器平行同時而非以依序方式測量所關切之K個頻率。同樣地，可以將具有伴隨延遲之例如濾波器5 504之時間領域FDPM/FDMM補償濾波器插在帶通濾波級之後，而不是例如在FIR濾波器296-I、296-Q之前，或在ADC 290-I，290-Q之前之類比側上。最重要的是在任何FIPM及/或FIMM校準電路540之前，使用時間領域FDPM/FDMM補償濾波器。

10 在第1、第2以及第3典型實施例300, 400, 500中，FIMM之傳統與補償是經由向量*magnitude_mismatch*，而主要是作為FDMM校準與補償之副產品。如果到達混頻275-I, 275-Q之信號與從LO 280所發出之信號之大小相差很多，則在混頻器275-I, 275-Q之輸出可以看到不同之增益，並且期望要有各別的FIMM校準與補償。此種情形包括在第9圖中所示之第4實施例600中，在其中只校準與補償FIPM與FIMM。當然，應瞭解可以實施各別的FIMM校準與補償，並且有利地各使用於第4, 7, 8圖之第1, 2以及3之典型實施例300, 400, 500中。

20 現在請參考第9圖，其為方塊圖說明第3圖之校準單元202之第四典型實施例600。如同於第9圖中所示，此來自第3圖之ADC 290-I, 290-Q之數位化BB信號，各通過同相有限脈衝響應(FIR)濾波器296-I與正交FIR濾波器296-Q。此數位化BB信號亦各傳送至典型的AGC與計時單元295。

如同以上說明，此FIR濾波器296-I，296-Q較佳作為消除濾波器與標準之低通濾波器。此等來自FIR濾波器296-I，296-Q所產生之各I/Q資料信號然後回饋至典型的AGC與計時單元295，其如以上所述一般性地實施，以管理放大器增益與符號計時。

此來自FIR 296-Q之經取樣Q成份信號“*Qsignal*”提供給乘法器608，607，632與功率累加器(ACCp) 630。將來自FIR 296-I之經取樣I成份信號“*Isignal*”提供給乘法器608，在該處此信號以經取樣Q成份信號*Qsignal*相乘，而將所產生的信號“*IQsignal*”傳送給累加器625。此來自FIR 296-I之經取樣I成份信號*Isignal*亦傳送至功率累加器(ACCp) 615。在乘法器607，此經取樣Q成份信號*Qsignal*以純量FIPM補償值*iqcorr_q_i_coff_B*相乘。此來自乘法器607之信號然後在減法器606從來自FIR 296-I之經取樣I成份信號*Isignal*減去。此所產生經調整且經FIPM補償之I成份信號輸入至旋轉器635。在乘法器632，此經取樣Q成份信號*Qsignal*由純量FIMM補償值*iqcorr_q_q_coff*相乘。此來自乘法器632所產生經調整且FIMM補償之Q成份信號輸入至旋轉器635，其藉由將經補償之I成份信號與經補償之Q成份信號相乘而提供頻率修正，且將此複數結果提供給例如一對FFT 610，620或單一FFT，以產生FFT輸出，其可供使用於在接收器200中之持續處理。

應瞭解第四典型實施例600能夠實施完整被動I/Q校準與補償，且無須特殊切換LO 280配置用於最初校準期間或

其他。而是實施例600實施被動FIPM與FIMM校準，而未使用時間領域(或頻率領域)FDPM/FDMM補償濾波器。

根據實施例600之典型操作，決定純量FIPM補償值 $iqcorr_q_i_coff_B$ 與 FIMM 補償值 $iqcorr_q_q_coff$ 。在實施例 5 600 中如同在實施例400中，值 $iqcorr_q_i_coff_B$ 是取決於作為輸入之值 pwr_meas_i ， iq_corr_meas ，以及 pwr_meas_q ，並且因此，一旦此等輸入各由功率累加器615，累加器625，以及功率累加器630確定，則其值可以算出。同樣地，值 $iq_corr_q_q_coeff$ 亦取決於作為輸入之值 pwr_meas_i 與 $10 pwr_meas_q$ 。值 pwr_meas_i ， iq_corr_meas ，以及 pwr_meas_q 各由(7)，(8)，以及(9)所給定。

此等值 pwr_meas_i 與 pwr_meas_q 各測量在通道I與Q上之功率，而值 iq_corr_meas 測量在通道I與Q之間之關聯性。在統計上而言，在通道I與Q上應有相等數量之功率，且通道I應與通道Q無關。根據此等假設，則 FIPM 之補償值 $iqcorr_q_i_coeff_B$ 由 (10) 給定，且 FIMM 補償值 $iqcorr_q_q_coeff$ 由以下公式給定：

$$iqcorr_q_q_coeff = \sqrt{\frac{pwr_meas_i}{pwr_meas_q}} \quad (16)$$

在乘法器607，此純量FIPM補償值 $iqcorr_q_I_coeff_B$ 乘以經取樣之Q成份信號 $Qsignal$ ，而將所產生的信號在減法器606從經取樣之I成份信號 $Isignal$ 減去，以達成FIPM補償。在乘法器632，此純量FIMM補償值 $iqcorr_q_q_coeff$ 乘以經取樣之I成份信號 $Isignal$ ，以達成FIMM補償。

在第四實施例600中所實施I/O校準之優點為，此校準可以完全被動地進行，其在正常輸入的信號上操作而不會干擾到無線電作業。然而，當實施FDPM校準時，此系統不再可完全被動地操作，因此較佳將第3圖之LO 280切換以提供相等相位之信號給混頻器275-I，275-Q。然而，對於FDMM/FIMM與FIPM校準此系統可以此種方式操作，因此從LO 280至混頻器275-I，275-Q之輸入，是以如同在正常正交接收器操作中地連接，即，理想上90度異相。

以下的Matlab電腦程式為典型的實驗模擬環境，其顯示根據本發明觀點之FPDM/FDMM/FIPM/FIMM之I/Q校準。

程式用以測試IQ校準算法

```

fftsize = 128; %size ofFFT
mixer_phase_mismatch = -25 * pi/180; %freq_indep mismatch
15 num=40000 * fftsize; % # of points of noise to use
noise_rms = 100; %size of noise

% Filters used on I and Q for freq dependent effects
mag_filt_i=[0 1.1.8];
20 mag_rilt_q = [.8 1.2 .2];%I];
%mag_filt_q = [.9 1. .05];% I];
%omag_filt_q = mag_filt_i;

% Extra delay and gain on channel (both usually implemented with
25 % changes in mag_filt_i & q
q_delay = 0;
gain_i = 1;%I;

for initial_phase_corr = [1 0]
30 % Create random input noise
noise_in = complex(randn(l,num),randn(l,num)) * noise_rms;

```

```

% Switch to using same LO input if doing initial freq-dependent
% phase cal, & include freq-indep phase mismatch
if initial_phase_corr
    mix_out = complex(real(noise_in) * gain_i, cos(mixer_phase_mismatch) *
5    real(noise_in) + sin(mixer_phase_mismatch) * imag(noise_in));
else
    mix_out = complex(real(noise_in) * gain_i, cos(mixer_phase_mismatc) *
     imag(noise_in) + sin(mixer_phase_mismatch) * realCnoise_in));
end
10 % Add freq-dependent effects
noise_out=complex(filter(mag_filt_i,l,real(mix_out)),filter(mag_filt_q,l,
     imag(mix out)));
noise_out_shape = reshape(noise_out,fftsize,num/fftsize);

noise_out = complex(real(noise_out), [imag(noise_out(q_delay+1: end))
15    imag(noise out(l:q_delay))]);
noise_out_shape = reshape(noise_out,fftsize,num/fftsize);

% Plot actual freq dependent effects
figure(3)
20 [hreal,w] =freqz(mag_filt_i, 1,64);
[himag, w] =freqz(mag_filt_q, 1,64);
w=w/pi*20e6;
plot(w,abs(hreal), 'r', w,abs(himag), 'b--', w,abs(hreal)./abs(himag), 'k-.')
grid
25 title('Actual Magnitude Response')
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Magnitude')
legend('I Filter Response', 'Q Filter Response', ['Filter Magnitude' 'Mismatch'])

30 figure(4)
plot(w, unwrap(angle(hreal)), 'r', w, unwrap(angle(himag)), 'b--', w,
     unwrap(angle(hreal))-unwrap(angle(himag)), 'k-.')
grid
title('Actual Phase Response')
35 xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Phase (radians)')
legend('I Filter Response', 'Q Filter Response', ['Filter Phase' 'Mismatch'])

% calibrate freq dependent phase

```

```

if initial_phase_corr
    fft_real = fft(real(noise_out_shape));
    fft_imag = fft(imag(noise_out_shape));
end

5    phase_mismatch = mean(fft_real.*conj(fft_imag));

figure(7)
plot((l:fftsize/2)/(fftsize/2)*20e6,unwrap(angle(phase_mismatch(l:ffts
ize/2))), 'r', (l:fftsize/2)/(fftsize/2)*20e6,unwrap(angle(hreal)) -
10    unwrap(angle(himag)), 'b--')
title('Measured Phase Mismatch')
grid
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('Radians')
15    legend('Measured Phase Mismatch', 'Actual Phase Mismatch')

% Calculate ideal correction functions in time & freq
phase_corr_freq = exp(-li.*angle(phase_mismatch));
phase_corr_filter = real(ifft(exp(-li.*angle(phase_mismatch))));
20    else
% Perform magnitude cal
fft_real = fft(real(noise_out_shape));
fft_imag = fft(imag(noise_out_shape));
end

25    mag_mismatch = sqrt(mean(abs(fft_real).^2)./mean(abs(fft_imag).^2));
figure(8)
plot((l:fftsize/2)/(fftsize/2)*20e6,mag_mismatch(l:fftsize/2), 'r',
(l:fftsize/2)/(fftsize/2)*20e6,abs(hreal)./abs(himag), 'b--')
title('Measured Magnitude Mismatch')
grid
xlabel('Frequency (Hz)')
ylabel('I/Q Magnitude Mismatch')
30    legend('Measured Magnitude Mismatch', 'Actual Magnitude Mismatch')

35    % Perform freq-independent phase cal
for index=1:num/fftsize
    fft_imag(index,:) = fft_imag(index,:).*mag_mismatch;
end

```

```

corr_target = sin(mixer_phase_mismatch)
% Perform freq_indep phase cal in time (easier)
time_domain_corr = ...
sum(real(noise_out).*imag(noise_out))./sum(abs(noise_out).^2/2)
5

% Perform freq_indep phase cal in freq (more exact with large
% freq-dependent magnitude mismatch
freq_domain_corr_mat = (2 * (sum(fft_real. *
conj(fft_imag)))./(sum(abs(fft_real)^2 + abs(fft_imag)^2)));
10 freq_domain_corr = -2 *mean([imag(freq_domain_corr_mat(1:fftsize/2))- ...
imag(freq_domain_corr_mat(fftsize/2+1:end))])

end
15 end

```

應注意雖然此說明提及各種圖形，其顯示各種元件彼此分離，亦可以將兩個或更多之元件整合成一體。同樣地，可以使用兩個或更多元件以取代或執行描述為單一元件之元件功能。例如，可以將單一處理器適當地程式設計，以實施在各種圖形中所示一或多個方塊或元件之功能。此外，不須要使用經程式化處理器，且可以專用硬體執行一或多個此等元件。

本發明可以在數位電子電路中，或電腦硬、軌體、軟體、軟體驅動處理電路、離散元件、或其組合實施。本發明之設備可以在電腦程式製品中實施，其在機器可讀取儲存裝置中具體地實施，用於由可程式化處理器實施；以及本發明之方法可以由可程式處理器實施，其藉由在輸入資料上操作且產生輸出而執行程式指令，以執行本發明之功能。本發明可以在一或多個電腦程式中有利地實施，其可

在可程式系統上執行一或多個電腦程式，此系統包括至少一可程式處理器被耦合連接，從資料儲存系統，至少一輸入裝置，以及至少一輸出裝置接收資料與指令，且將資料與指令傳送給它們。各電腦程式可以在高階程序或目標導向程式語言實施，或者如果想要的話，以組合語言或機器語言實施；並且在任何情況中，此語言可以為編輯或翻譯語言。作為例子，此等合適的處理器包括：一般用途與特殊用途微處理器。通常，處理器會從唯讀記憶體及/或隨機存取記憶體接收指令與資料。通常，電腦包括用於儲存資料檔案之一或多個大量儲存裝置體。此種裝置包括：磁碟，例如內部硬碟與可移除式碟；磁性光碟；以及光學磁碟。適合用於實體實施電腦程式指令與資料之儲存裝置包括：所有形式之非依電性(non-volatile)記憶體，包括作為例子之半導體記憶體裝置，例如EPROM、EEPROM、以及快閃式記憶體裝置；磁碟，例如內部硬碟與可移除式碟；磁性光碟；以及CD-ROM碟。任何以上裝置可以由“特殊用途積體電路”(ASIC)實施或包括於其中。

雖然本發明特別參考較佳實施例說明，但不應認為本發明受到如此限制。而對於此技術有一般性瞭解人士應為明顯，可以在不偏離本發明的精神與範圍之前提下對其作形式與細節之改變與修正。其用意為所附之申請專利範圍包括此等改變與修正。

【圖式簡單說明】

第1圖為方塊圖其說明根據習知技術之典範正交接收

器；

第2圖為根據本發明實施例之通信系統；

第3圖為方塊圖，說明包括典型I/Q不平衡校準塊之根據本發明觀點之典型正交接收器；

5 第4圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第一典型實施例；

第5圖為方塊圖，說明典型之處理以計算根據第4圖實施例之修正因子；

第6圖為方塊圖，說明第4圖實施例之一部份之另一典型實施方式；

10 第7圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第二典型實施方式；

第8圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第三典型實施方式；

15 第9圖為方塊圖，說明第3圖之校準方塊之第四典型實施例。

【圖式之主要元件代表符號表】

10…正交接收器設計	45…放大器
15…接收器前端處理	50…類比至數位轉換器
20…混頻器	55…類比至數位轉換器
25…混頻器	60…振盪器
30…濾波器	100…系統
35…濾波器	104…有線電視提供系統
40…放大器	106…網際網路服務提供者

108…網際網路	295…計時電路
110…閘道	296…FIR濾波器
111…天線	300…第一實施例
112…收發器	306…減法器
120…客戶住宅設備	307…乘法器
121…天線	310…快速傅立葉轉換
122…收發器	315…加法器
200…接收器	320…快速傅立葉轉換
202…校準單元	325…乘法器
204…開關	330…乘法器
206…開關	332…方塊
208…第一相位位移器	335…內插器
210…第二相位位移器	340…共軛複數方塊
215…天線	354…乘法器
220…放大器	355…累加器
225…混頻器	360…角度方塊
230…振盪器	365…平方大小方塊
235…放大器	370…平方大小方塊
240…濾波器	375…累加器
245…放大器	380…累加器
275…混頻器	385…平方根方塊
280…振盪器	390…快速傅立葉轉換
290…類比至數位轉換器	395…偶奇方塊
295…計時單元	400…實施例

402…延遲方塊	515…累加器
404…濾波器	520…濾波器
406…減法器	525…累加器
407…乘法器	530…功率累加器
408…乘法器	540…校準電路
410…快速傅立葉轉換	600…實施例
415…累加器	606…減法器
420…快速傅立葉轉換	607…乘法器
425…累加器	608…乘法器
430…功率累加器	610…快速傅立葉轉換
435…旋轉器	615…累加器
500…實施例	620…快速傅立葉轉換
502…延遲方塊	625…累加器
504…FIR濾波器	630…累加器
508…乘法器	632…乘法器
510…濾波器	635…旋轉器

拾、申請專利範圍：

1. 一種校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其特徵為包括以下步驟：

從同相與正交數位信號產生第一修正因子，此信號是從所接收之信號導出，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；以及

使用至少一些第一修正因子，補償一或多個頻率無關大小不平衡，以及頻率無關相位不平衡。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中，所接收之信號包括所接收之經調變信號。
3. 如申請專利範圍第1項之方法，其中，實施對於大小與相位不平衡之校準與補償且並未使用特殊設計I/Q校準信號，而是藉由檢驗承載資料之規律接收之信號。
4. 如申請專利範圍第1項之方法，更包括：

15 在產生第1修正因子之步驟之前，在各同相與正交類比信號上，沿著同相與正交信號路徑，實施類比至數位轉換，以形成同相與正交數位信號，此同相與正交類比信號是由所接收的信號導出。

5. 如申請專利範圍第4項之方法，其中，此所接收之信號包括有無線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。
6. 如申請專利範圍第4項之方法，其中，此所接收之信號包括在有線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

7. 如申請專利範圍第4項之方法，更包括：

在產生步驟之前，同時沿著同相信號路徑設計類比同相測試信號，以及沿著正交信號路徑設計類比正交測試信號，將各同相與正交測試信號設計成大約彼此同相。

5

8. 如申請專利範圍第7項之方法，其中此同時設計步驟包括：

10

將來自在同相與正交混頻器之局部振盪器之局部振盪信號切換，以致於當提供給各同相與正交混頻器以同時設計各類比同相與正交測試信號時，此等局部振盪器信號具有大約相同的相位。

9. 如申請專利範圍第7項之方法，更包括在實施步驟之前：

將各類比同相與正交測試信號，轉換成各數位同相與正交測試信號。

15

10. 如申請專利範圍第9項之方法，更包括在產生步驟之前：

對於各數位同相與正交測試信號，

將數位測試信號分解成一或多個各別成份數位測試信號，其對應於此等數位同相與正交測試信號組成時之一或多個各別頻率。

20

11. 如申請專利範圍第10項之方法，更包括在產生步驟之前：

從一或多個各別成份數位測試信號決定第二修正因子，以致於第二修正因子對應於一或多個各別頻率。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中，此產生與決定步

驟取決於對於所有頻率之同相與正交數位信號，與在一或多個頻率(在此頻率數位同相與正交測試信號組合)之數位同相與正交測試信號之間之、信號功率測量以及統計關係之估計。

5 13. 如申請專利範圍第11項之方法，更包括：

使用至少一些第二修正因子，修正頻率有關大小不平衡與頻率有關相位不平衡。

14. 如申請專利範圍第13項之方法，其中，此修正步驟在產生步驟之前實施。

10 15. 如申請專利範圍第13項之方法，其中，此修正步驟與產生步驟至少部分地同時實施。

16. 如申請專利範圍第13項之方法，其中，此修正步驟使用時間領域補償濾波器，其使用至少一些第二修正因子而設計。

15 17. 如申請專利範圍第13項之方法，其中，修正步驟使用根據第二修正因子之頻率領域補償。

18. 一種校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其特徵為包括以下步驟：

從同相與正交數位信號產生第一修正因子，此信號是從所接收之信號導出，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；以及

使用至少一些第一修正因子，補償一或多個頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

19. 如申請專利範圍第18項之方法，其中，所接收之信號包

括所接收之經調變信號。

20. 如申請專利範圍第18項之方法，其中，實施對於大小與相位不平衡之校準與補償，且並未使用特殊設計I/Q校準信號，而是藉由檢驗承載資料之規律之接收信號。

5 21. 如申請專利範圍第18項之方法，更包括在產生步驟之前：

在各同相與正交類比信號上，沿著同相與正交信號路徑，實施類比至數位轉換，以形成同相與正交數位信號，此同相與正交類比信號是由所接收之信號導出。

10 22. 如申請專利範圍第21項之方法，其中，此所接收之信號包括在無線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

23. 如申請專利範圍第21項之方法，其中，此所接收之信號包括在有線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

15 24. 一種校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其特徵為包括以下步驟：

從同相與正交數位信號產生第二修正因子，此信號是從所接收之信號導出，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；此第一修正因子是在最初校準期間之後產生，在其期間將同相與正交信號設計成具有大致相同之相位；以及

使用第一與第二修正因子，補償一或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平

衡，以及頻率有關相位不平衡。

25. 如申請專利範圍第24項之方法，其中，此所接收之信號包括所接收之經調變信號。

26. 如申請專利範圍第24項之方法，其中，此產生步驟更包括：此第二修正因子至少部份根據第一修正因子。

27. 如申請專利範圍第24項之方法，其中，此第一修正因子測量由於正交接收器之不同的同相與正交信號路徑所產生之頻率有關相位與大小不平衡。

10 28. 如申請專利範圍第24項之方法，其中，此第二修正因子測量由於正交接收器之不同的同相與正交信號路徑所產生之頻率無關大小不平衡。

29. 如申請專利範圍第24項之方法，其中，此第二修正因子測量由於數位同相與正交測試信號中相關性所產生之頻率無關相位不平衡。

15 30. 一種校準在正交接收器中大小與相位不平衡之方法，其特徵為包括以下步驟：

在信號之整個頻率範圍以及在構成同相與正交數位信號有關之一或多個各別頻率上，實施同相與正交數位信號之統計校準，此信號是由所接收之信號導出，此所接收信號是所接收僅用於校準目的之信號以外的信號；以及

根據此統計校準產生相位與大小不平衡修正因子。

31. 如申請專利範圍第30項之方法，其中，此所接收信號包括所接收經調變信號。

32. 如申請專利範圍第30項之方法，更包括以下步驟：

使用相位與大小不平衡修正因子，補償一或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

5 33. 如申請專利範圍第30項之方法，其中，實施統計校準步驟更包括：比較此同相與正交數位信號彼此之各信號功率。

10 34. 如申請專利範圍第30項之方法，其中，實施統計校準步驟更包括：決定此等同相與正交數位信號彼此相關之角度度數。

35. 如申請專利範圍第30項之方法，其中，實施統計校準步驟是對第一信號樣本實施。

15 36. 如申請專利範圍第30項之方法，其中，持續實施統計校準步驟，使用相位與大小不平衡修正因子，提供持續進行反覆與調整補償，用於頻率無關與有關之大小與相位不平衡。

37. 一種能夠校準與補償大小與相位不平衡之正交接收器，其特徵為包括：

20 裝置，其用於由同相與正交數位信號產生第一修正因子，此信號是由所接收信號導出，此所接收信號為所接收僅用於校準目的之信號以外之信號；以及

裝置，使用至少一些第一修正因子，以補償一或多個大小不平衡與相位不平衡。

38. 如申請專利範圍第37項之正交接收器，其中，所接收之

信號包括所接收經調變信號。

39. 如申請專利範圍第37項之正交接收器，其中，此用於補償之裝置補償而未使用特殊設計之I/Q校準信號，而是檢驗承載資料之規律接收之信號。

5 40. 如申請專利範圍第37項之正交接收器，更包括：

裝置，用於沿著各同相與正交信號路徑，在各同相與正交類比信號上，實施類比至數位轉換以形成同相與正交數位信號，此同相與正交類比信號是由所接收信號導出。

10 41. 如申請專利範圍第40項之正交接收器，其中，此所接收之信號包括在無線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

42. 如申請專利範圍第40項之正交接收器，其中，此所接收之信號包括在有線通信系統中正交接收器之天線所接收之類比信號。

15 43. 如申請專利範圍第40項之正交接收器，其中，大小不平衡是頻率無關大小不平衡，且相位不平衡是頻率無關相位不平衡。

44. 如申請專利範圍第43項之正交接收器，更包括：

20 裝置，用於沿著同相信號路徑設計類比同相測試信號，同時沿著正交信號路徑設計類比正交測試信號，將此各同相與正交測試信號設計成大致彼此同相。

45. 如申請專利範圍第44項之正交接收器，其中，用於同時設計之裝置包括：

裝置，用於切換來自同相與正交混頻器之局部振盪器之局部振盪器信號，以致於當提供給各同相與正交混頻器以同時各別設計類比同相與正交測試信號時，此局部振盪器信號具有大致相同的相位。

5 46. 如申請專利範圍第44項之正交接收器，更包括在用於實施之裝置之前之：

裝置，用於將各類比同相與正交測試信號轉換成各數位同相與正交測試信號。

47. 如申請專利範圍第46項之正交接收器，更包括：

10 對於各數位同相與正交測試信號之裝置，用於將數位測試信號分解成一或多個各別成份數位測試信號，其對應於此數位同相與正交測試信號組合成時之一或多個各別頻率。

15 48. 如申請專利範圍第47項之正交接收器，更包括在用於實施之裝置之前之：

裝置，用於從一或多個各別成份數位測試信號決定第二修正因子，以致於此第二修正因子對應於一或多個各別頻率。

20 49. 如申請專利範圍第48項之正交接收器，其中，此裝置之進行產生與此裝置之進行決定是取決於在以下之間之信號功率測量以及其關係之統計估計：用於所有頻率之同相與正交數位信號，以及此數位同相與正交測試信號組合而成時之各一或多個頻率之數位同相與正交測試信號之間。

50. 如申請專利範圍第48項之正交接收器，更包括：

裝置，使用至少一些第二修正因子，用於修正頻率有關大小不平衡，與頻率有關相位不平衡。

51. 如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，在裝置之進行產生之前實施裝置之進行修正。

52. 如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，裝置之進行修正與裝置之進行產生至少部份同時實施。

10 53. 如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，裝置之進行修正使用時間領域補償濾波器，其使用至少一些第二修正因子而設計。

54. 如申請專利範圍第50項之正交接收器，其中，裝置之進行修正使用根據第二修正因子之時間領域補償。

55. 一種能夠校準與補償大小與相位不平衡之正交接收器，其特徵為包括：

15 裝置，用於從同相與正交數位信號產生第一與第二修正因子，此等信號由所接收的信號導出，此所接收之信號是接收僅用於校準目的之信號以外之信號，此第一修正因子是在最初校準期間之後產生，在此期間將同相與正交數位信號設計成具有大致相同之相位；以及

20 裝置，使用第一與第二修正因子補償一或多個：頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

56. 如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此所接收的信號包括所接收之調變信號。

57. 如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，用於產生之裝置更包括裝置，用於將第二修正因子至少部份根據第一修正因子。
58. 如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此第一修正因子測量由於正交接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率有關相位與大小不平衡。
59. 如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此第二修正因子測量由於正交接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率無關大小不平衡。
- 10 60. 如申請專利範圍第55項之正交接收器，其中，此第二修正因子測量由於數位同相與正交測試信號之關聯性所產生之頻率無關相位不平衡。
61. 一種能夠校準與補償大小與相位不平衡之正交接收器，其特徵為包括：
 - 15 裝置，用於對在信號之整個頻率範圍以及同相與正交數位信號組合而成時之一或多個有關之各別頻率之，同相與正交數位信號實施統計校準，此信號是由所接收之信號導出，此所接收之信號為接收只用於校準目的信號以外之信號；以及
 - 20 裝置，用於根據統計校準產生相位與大小不平衡修正因子。
62. 如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，所接收之信號包括所接收之調變信號。
63. 如申請專利範圍第61項之正交接收器，更包括：

裝置，使用相位與大小不平衡修正因子，用於補償一或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

64. 如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，用於實施統計校準之裝置更包括裝置，用於比較同相與正交數位信號彼此之各信號功率。
65. 如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，此用於統計校準之裝置更包括裝置，用於決定同相與正交數位信號彼此相關之角度。
66. 如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，此用於實施統計校準之裝置實施第一個信號樣本。
67. 如申請專利範圍第61項之正交接收器，其中，此用於實施統計校準之裝置，使用相位與大小不平衡修正因子持續實施，以提供持續進行反覆且調整之補償，用於頻率無關與有關大小與相位不平衡。
68. 一種電腦可讀取樣本，具有儲存於其上之指令用於校準與補償在正交接收器中大小與相位不平衡，其當由處理器執行時實施以下步驟：

由同相與正交數位信號產生第一修正因子，此信號由所接收之信號所產生，此所接收之信號是所接收僅用於校準目的信號以外之信號；以及

使用至少一些第一校準因子，補償一或多個大小不平衡與相位不平衡。
69. 如申請專利範圍第68項之電腦可讀取媒體，其中，此所

接收之信號包括所接收之調變信號。

70. 如申請專利範圍第68項之電腦可讀取媒體，其中，實施補償步驟且並未使用特殊設計之I/Q校準信號，而是藉由檢驗承載資料之規律接收信號。

5 71. 如申請專利範圍第68項之電腦可讀取媒體，更包括在產生步驟之前：

沿著各同相與正交信號路徑，在各同相與正交類比信號上實施類比至數位轉換，以形成同相與正交數位信號，此等同相與正交類比信號是由所接收之信號導出。

10 72. 如申請專利範圍第71項之電腦可讀取媒體，其中，大小不平衡與相位不平衡是與頻率無關。

73. 如申請專利範圍第72項之電腦可讀取媒體，更包括在實施產生步驟之前：

沿著同相信號路徑設計類比同相測試信號，且同時沿著正交信號路徑設計類比正交測試信號，將各同相與正交測試信號設計成彼此大致同相。

74. 如申請專利範圍第73項之電腦可讀取媒體，更包括在進行實施步驟之前：

20 將各類比同相與正交測試信號，轉換成各數位同相與正交測試信號。

75. 如申請專利範圍第74項之電腦可讀取媒體，更包括在實施產生步驟之前：

對於各數位同相與正交測試信號，

將數位測試信號分解成一或多個各別成份數位測

試信號，其對應於組合成此數位同相與正交測試信號時之一或多個各別頻率。

76. 如申請專利範圍第75項之電腦可讀取媒體，更包括在實施產生步驟之前：

5 由一或多個各別成份數位測試信號決定第二修正因子，以致於第二修正因子對應於一或多個各別頻率。

77. 如申請專利範圍第76項之電腦可讀取媒體，更包括使用至少一些第二修正因子，修正頻率有關大小不平衡與頻率有關相位不平衡。

10 78. 一種電腦可讀取媒體，具有儲存於其上之指令用於校準與補償在正交接收器中之大小與相位不平衡，其當由處理器執行時實施以下步驟：

15 由同相與正交數位信號產生第一與第二修正因子，此信號是由所接收信號導出，此所接收信號是接收僅用於校準目的信號以外之信號，此第一修正因子是在最初校準期間之後產生，在此期間，將同相與正交數位信號設計成具有大致相同的相位；以及

20 使用第一與第二修正因子，補償一或多個：頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

79. 如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，此接收信號包括所接收之調變信號。

80. 如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，此產生步驟更包括：將第二修正因子至少部份根據第一修正

因子。

81. 如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，第一修正因子測量由於正交接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率有關相位與大小不平衡。

5 82. 如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，第二修正因子測量由於正交接收器之同相與正交信號不同路徑所產生之頻率無關大小不平衡。

10 83. 如申請專利範圍第78項之電腦可讀取媒體，其中，第二修正因子測量由於數位同相與正交測試信號中之相關性所產生之頻率無關相位不平衡。

15 84. 一種電腦可讀取媒體，具有儲存於其上之指令用於校準與補償在正交接收器中之大小與相位不平衡，其特徵為包括：

裝置，用於對在信號之整個頻率範圍以及同相與正交數位信號組合而成時之一或多個有關之各別頻率之，同相與正交數位信號實施統計校準，此信號是由所接收之信號導出，此所接收之信號為接收只用校準目的之信號以外之信號；以及

20 裝置，用於根據統計校準產生相位與大小不平衡修正因子。

85. 如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，所接收之信號包括所接收調變信號。

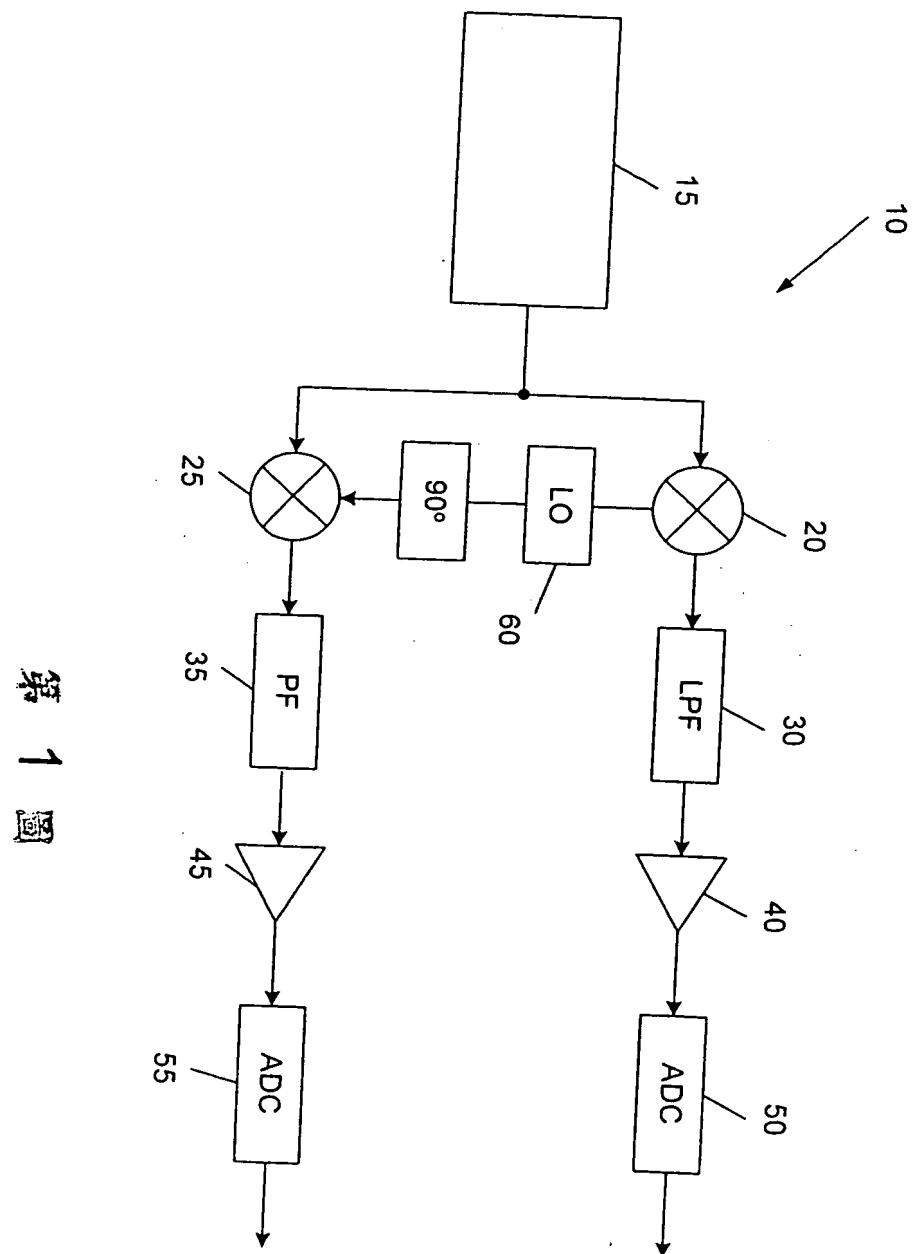
86. 如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，更包括：

裝置，使用相位與大小不平衡修正因子，補償一或

或多個頻率無關大小不平衡，頻率無關相位不平衡，頻率有關大小不平衡，以及頻率有關相位不平衡。

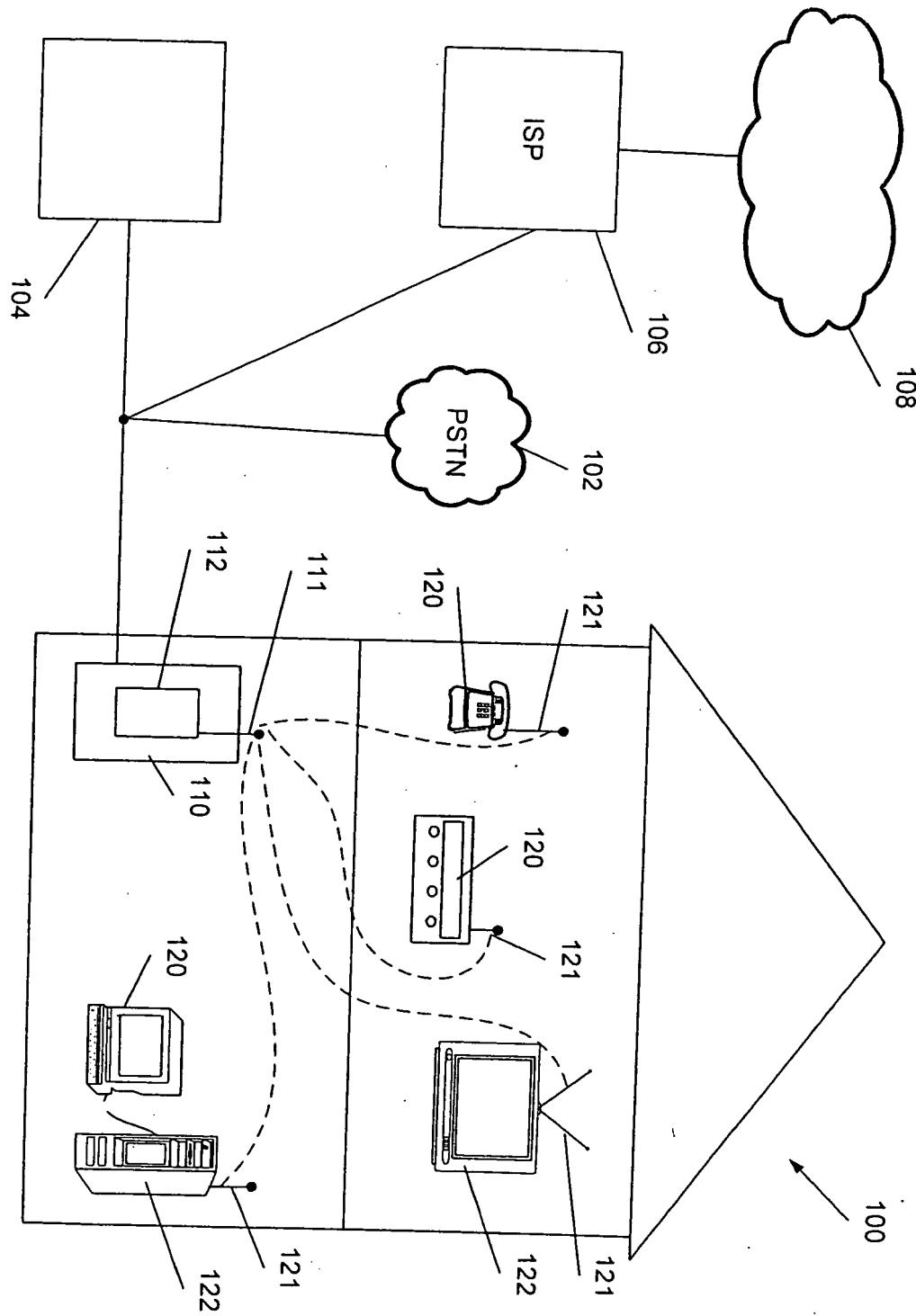
87. 如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，用於實施統計校準之裝置更包括裝置，用於比較同相與正交數位信號彼此之信號功率。
88. 如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，此用於實施統計校準之裝置更包括裝置，用於決定同相與正交數位信號彼此之間的角度。
89. 如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，此用於實施統計校準之裝置，是對第一個信號樣本實施。
90. 如申請專利範圍第84項之電腦可讀取媒體，其中，此用於實施統計校準之裝置，使用相位與大小不平衡因子持續實施，以提供持續進行之重覆且調整補償，用於頻率無關與有關大小與相位不平衡。

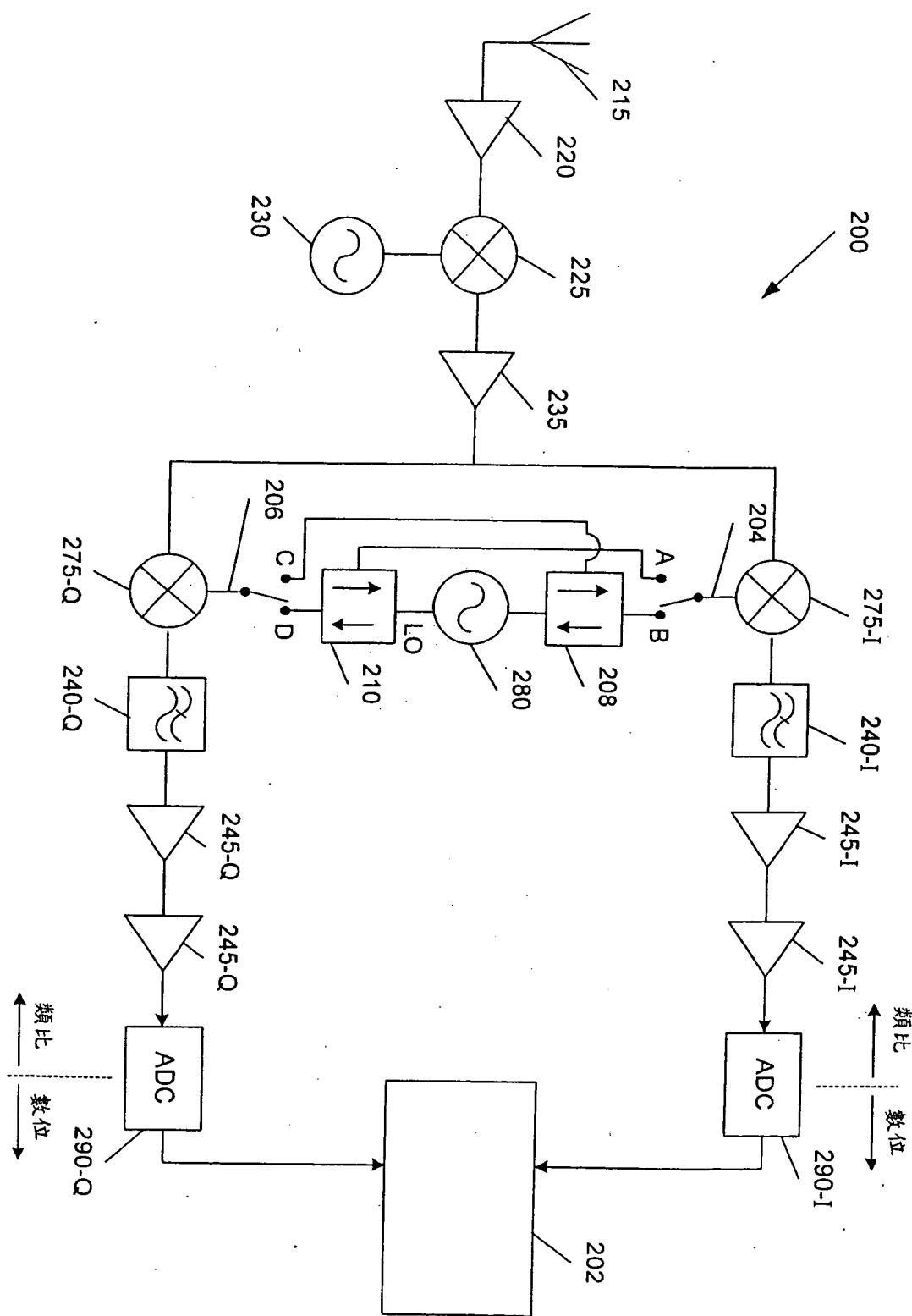
200308159



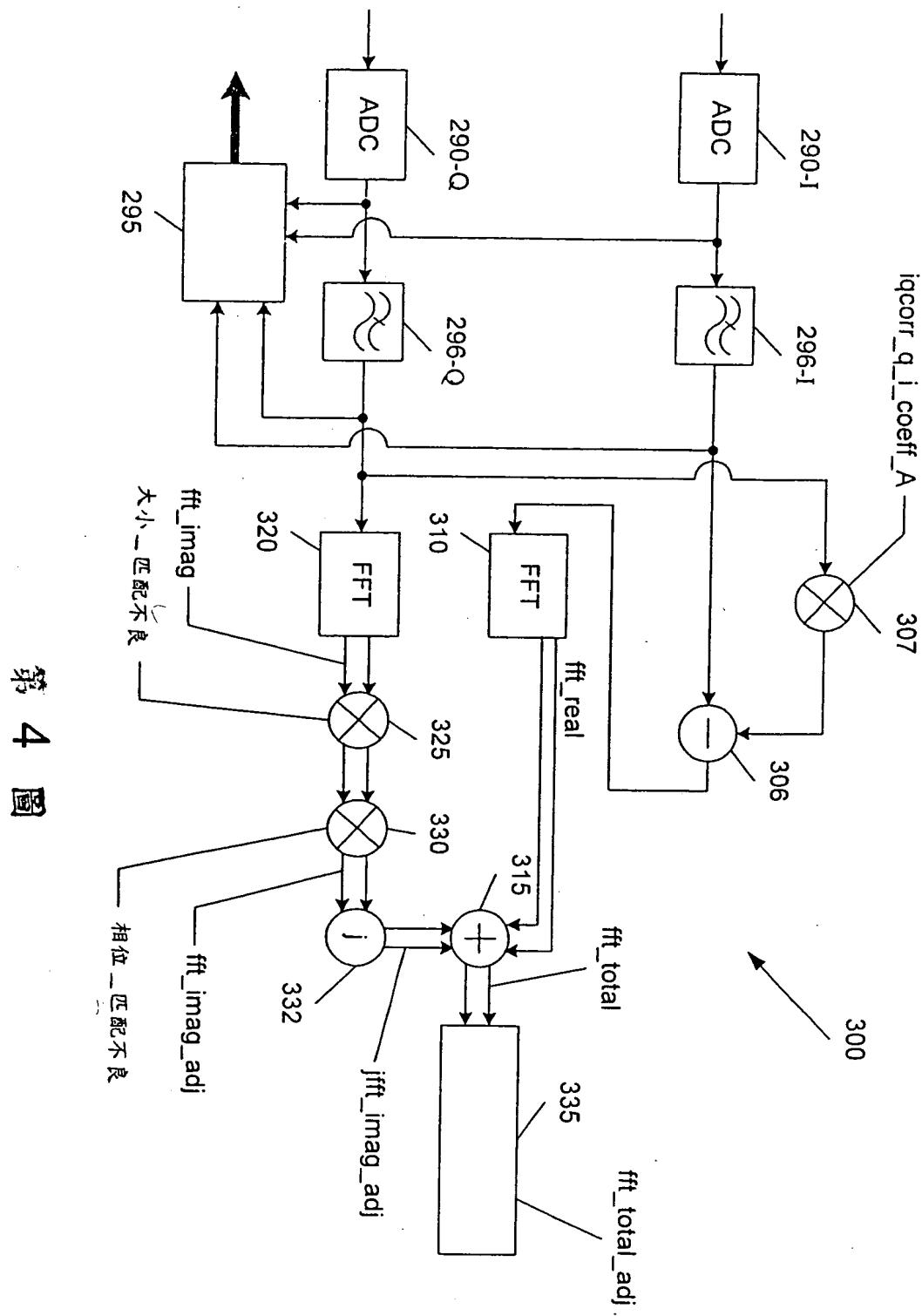
第 1 圖

第 2 圖

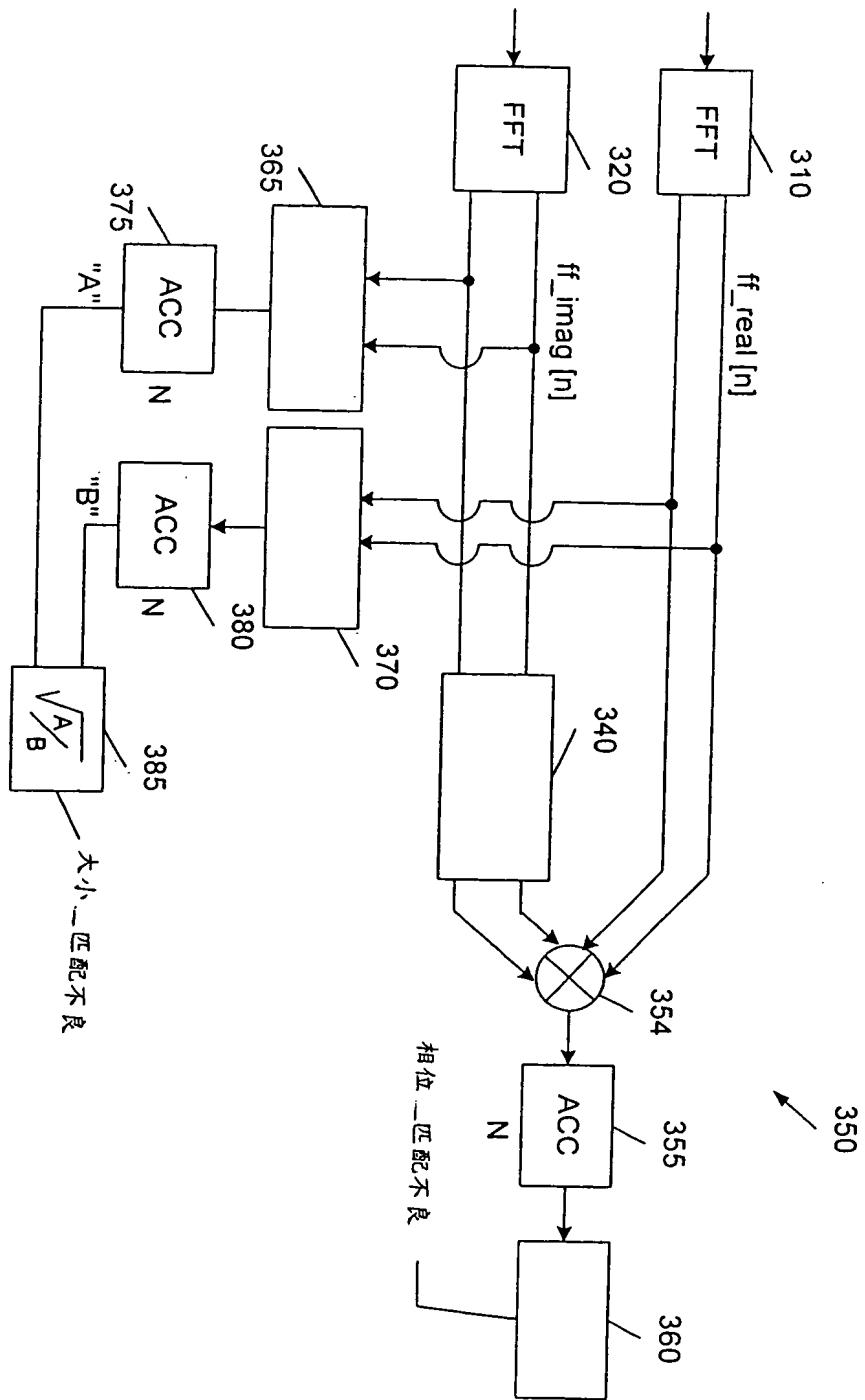


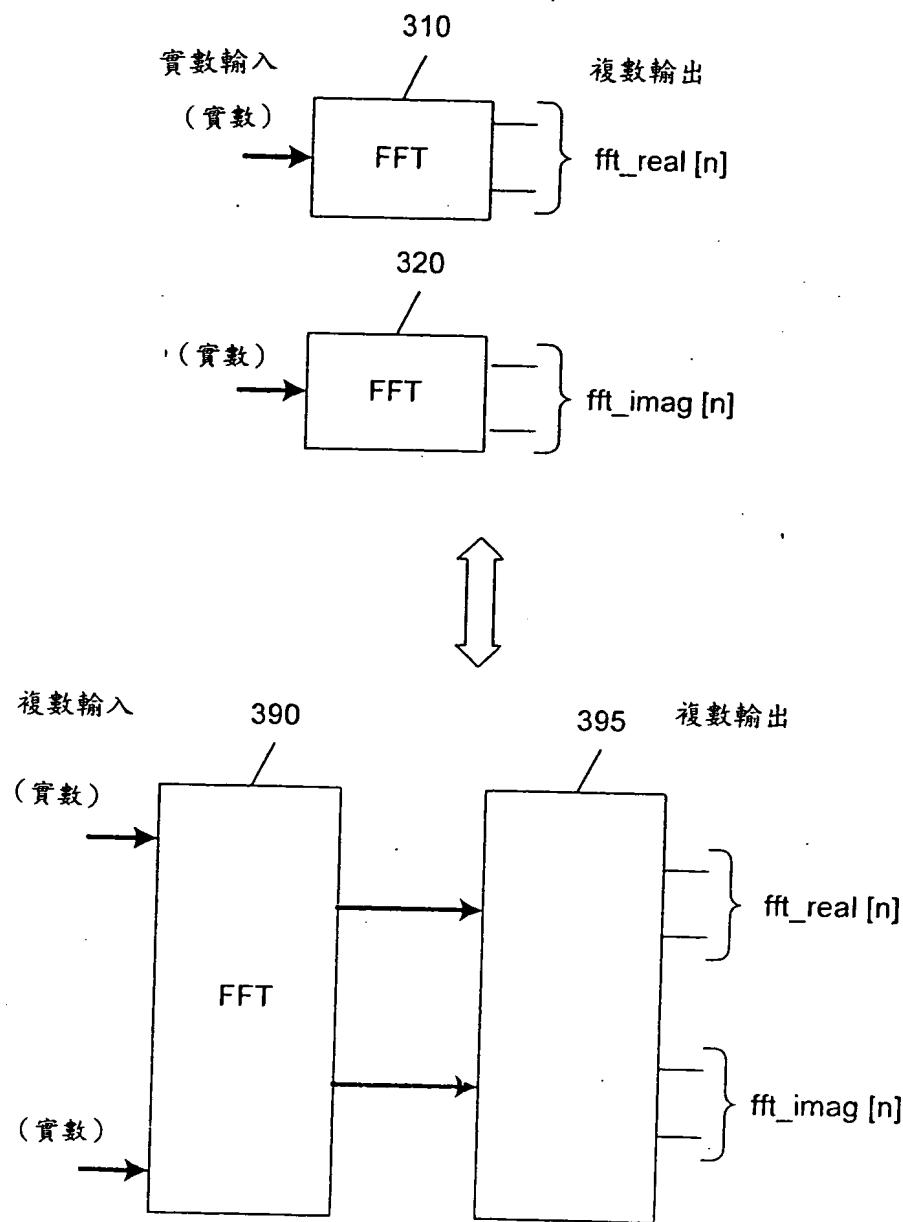


第 3 圖

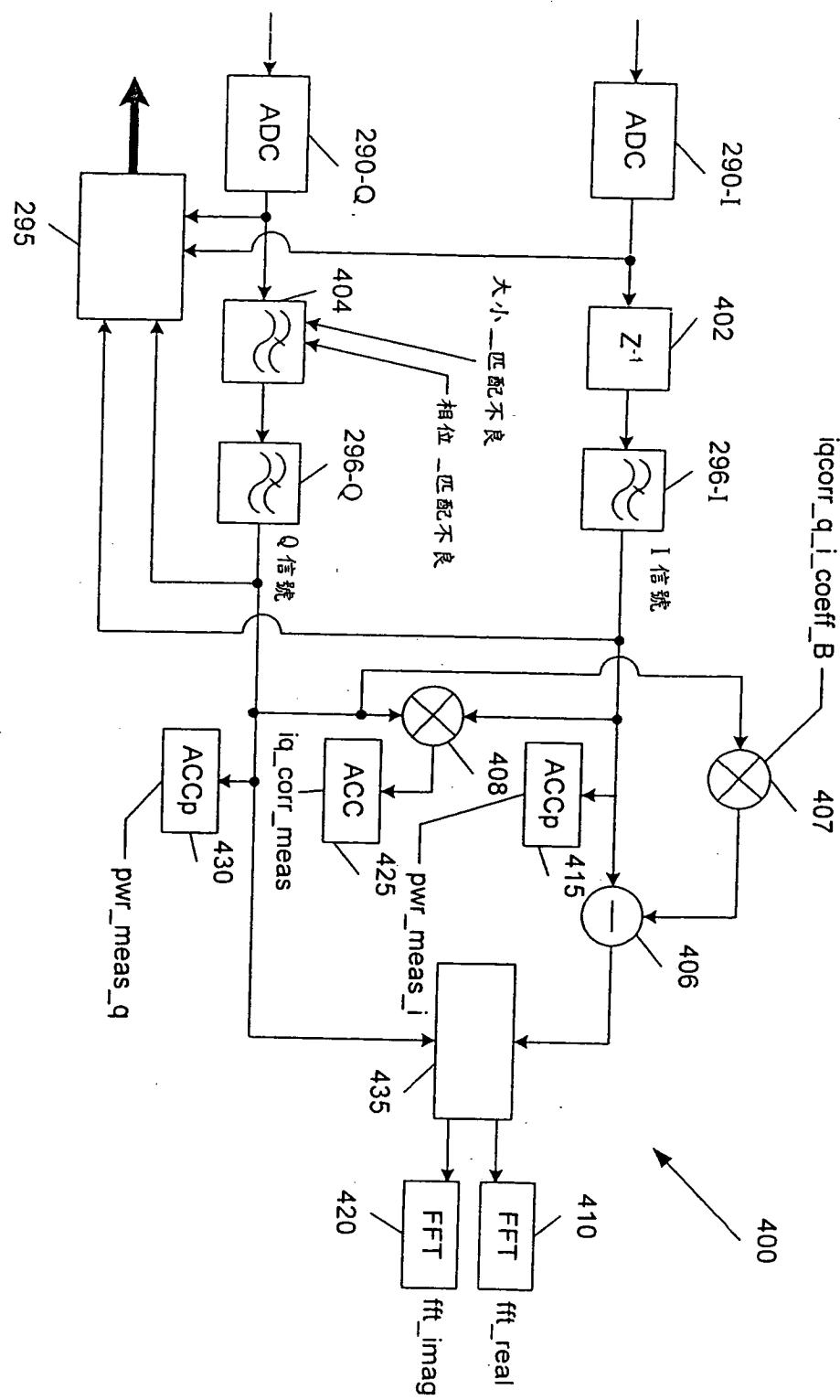


第 5 圖

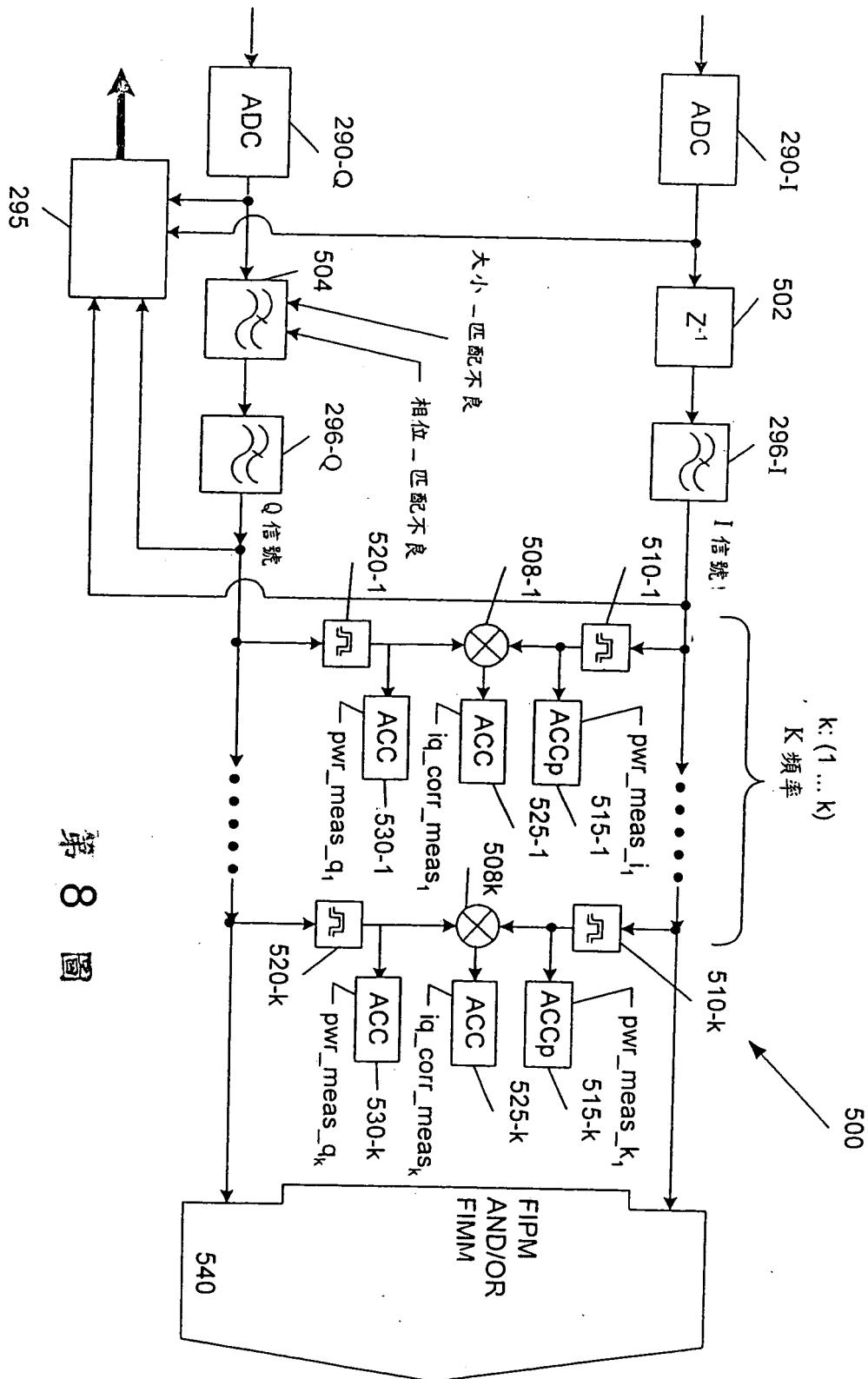




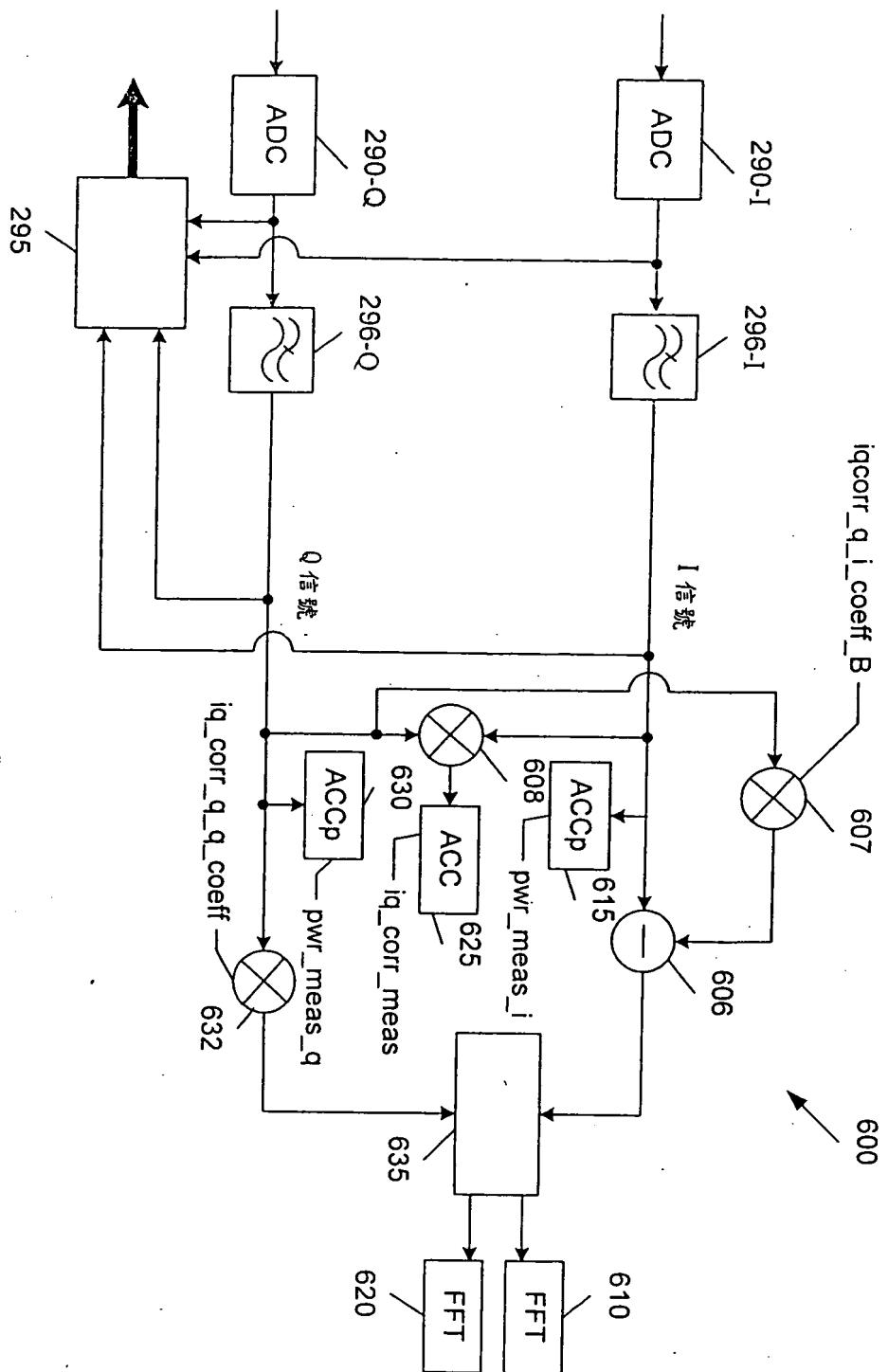
第 6 圖



第 7 圖



第 8 圖



第 9 圖